N° d'ordre : 2196

ANNÉE 1979

THÈSE

présentée

DEVANT L'UNIVERSITÉ PAUL SABATIER DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Titre de DOCTEUR de 3e CYCLE

Spécialité : Electronique, Electrotechnique, Automatique
Mention : Matériaux et Composants actifs

par

Michèle ROUX-NOGATCHEWSKY
Maître ès Sciences

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES EFFETS DE SURFACE SUR LES TRANSISTORS BIPOLAIRES TÉTRODES

Soutenue le 26 Janvier 1979, devant la Commission d'examen :

MM. JC. MARTIN — Président

D. BLANC
D. ESTÈVE
G. BLASQUEZ
— Examinateurs

N° d'ordre : 2196

ANNÉE 1979

THÈSE

présentée

DEVANT L'UNIVERSITÉ PAUL SABATIER DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Titre de DOCTEUR de 3e CYCLE

Spécialité : Electronique, Electrotechnique, Automatique
Mention : Matériaux et Composants actifs

par

Michèle ROUX-NOGATCHEWSKY
Maître ès Sciences

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES EFFETS DE SURFACE SUR LES TRANSISTORS BIPOLAIRES TÉTRODES

Soutenue le 26 Janvier 1979, devant la Commission d'examen :

MM. JC. MARTIN — Président

D. BLANC
D. ESTÈVE
G. BLASQUEZ — Examinateurs

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE PAUL SABATIER

PRÉSIDENCE

M. MARTIN ..... Président
M. LARENG ..... 1er Vice-Président
Mlle GOUYON ..... 2ème Vice-Président

CORPS PROFESSORAL

ORDRE DES SCIENCES

HONORARIAT

M. BEDOS ..... Professeur honoraire
M. BLAIZOT ..... Doyen honoraire
M. CAPDECOMME .. Doyen honoraire, Recteur honoraire, Correspondant de l'Institut
M. COUCHET ..... Professeur honoraire
M. DUPOUY ..... Membre de l'Institut, Doyen honoraire, Directeur Général honoraire du C.N.R.S., Professeur honoraire
M. DURAND Emile .. Doyen honoraire, Professeur honoraire
M. GAUSSEN ..... Professeur honoraire, Correspondant de l'Institut
M. MARGULIS ..... Professeur honoraire
M. MASDUPUY ..... Professeur honoraire
M. MATHIS ..... Doyen honoraire
M. MIGNONAC ..... Professeur honoraire
M. MIQUEL ..... Professeur honoraire
M. MORQUER ..... Professeur honoraire, Correspondant de l'Institut
M. SECONDAT ..... Professeur honoraire
M. TEISSIE-SOLIER . Professeur honoraire
M. VANDEL ..... Professeur honoraire, Membre de l'Institut
M. DUPIN ..... Professeur honoraire
M. TRICHE ..... Professeur honoraire
M. PERRIER ..... Professeur honoraire

PROFESSEURS

M. CAPDECOMME .. Minéralogie, Correspondant de l'Institut
M. GALLAIS ..... Chimie, Membre de l'Institut
M. FERT ..... Physique
M. LESBRE ..... Chimie Organique
M. HURON ..... Mathématiques Appliquées
M. LEDOUX ..... Zoologie Appliquée
M. RIVALS ..... Agriculture
M. MATHIS ..... Chimie
M. ORLIAC ..... Géochimie et Minéralogie
M. LAFOURCADE .. Physique
M. ANGELIER ..... Zoologie
Mlle de FERRE ..... Botanique
M. FARRAN ..... Minéralogie et Géotechnique
M. LAUDET ..... Physique Théorique et Calcul Numérique
M. SERFATY ..... Physiologie et Ecophysiologie Animales
M. LAGASSE ..... Electrotechnique
M. BLANC ..... Physique Nucléaire
M. LEREDDE ..... Botanique
M. LELUBRE ..... Géologie
M. LALAGUE ..... Mathématiques Générales
M. BOUIGUE ..... Astronomie
M. ASSELINEAU .... Chimie Biologique
M. MAURET ..... Chimie Systématique
M. AGID ..... Physiologie
M. MONTANT ..... Cryptogamie
M. GAUTIER ..... Physique
M. CRUMEYROLLE . Mathématiques
M. GOURINARD .... Géologie
M. PULOU ..... Minéralogie
M. CAMBOU ..... Physique Spatiale
M. LACOSTE ..... Electrotechnique
M. THIBAULT ..... Mécanique Rationnelle et Appliquée
M. MASCART ..... Mathématiques
M. MEDIONI ..... Psychophysiologie
M. RAYNAUD P. .... Physiologie Animale
M. ZALTA ..... Chimie Biologique
M. SEVELY ..... Electrotechnique
M. POMMIEZ ..... Mathématiques
M. REY Paul ..... Biologie Végétale
M. COULOMB ..... Physique
M. TRINQUIER ..... Physique
M. MARONI ..... Chimie
M. BEETSCHEN .... Biologie Générale
M. DERACHE ..... Physiologie Animale
M. SATGE ..... Chimie Organique
M. LATTES ..... Chimie
M. VEDRENNE ..... Géophysique
M. DURAND-DELGA Géologie
M. CARRARA ..... Physique
M. MAHENC ..... Chimie
M. MIROUSE ..... Géologie
M. BITSCH ..... Zoologie
M. DEGEILH ..... Physique
M. MARTIN J.C. .... Génie Electrique
M. REY Gérard ..... Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. SICARD ..... Biologie Génétique
M. SOUQUET ..... Géologie
M. TOUZE ..... Physiologie Végétale
M. FRASNAY ..... Mathématiques (Algèbre et Combinatoire)
M. CASSAGNAU .... Zoologie
M. CAUSSINUS ..... Mathématiques Appliquées (Statistiques Appliquées)
M. PESCIA ..... Physique
M. PICCA ..... Physique de l'Atmosphère
M. BAUDIERE ..... Botanique Fondamentale et Pyrénéenne
M. BARRANS ..... Chimie Physique Organique
M. POILBLANC ..... Chimie Minérale
M. PERENNOU ..... Informatique
M. ATTEIA ..... Mathématiques
M. CASTAN ..... Informatique
M. COLLETTE ..... Physique
M. REME ..... Mesures Physiques

PROFESSEURS SANS CHAIRE

M. MERIC ..... Mathématiques Appliquées
Mme LECAL ..... Zoologie
M. PILOD ..... Physique
M. LARROQUE ..... Physique
Mlle LAPEYRE ..... Mathématiques - Informatique
M. BERTRAND ..... Chimie
M. DESQ ..... Mathématiques
M. ROCARD ..... Electronique
M. GUERIN ..... Mathématiques
M. SCHNEIDER ..... Biologie Cellulaire
M. de LOTH ..... Chimie Physique
M. SAPORTE ..... Physique
M. THENOZ ..... Génie Civil
M. DURAND Ph. .... Physique
M. FONTAN ..... Physique Nucléaire
M. BAUDRAS ..... Chimie Biologique
M. CALVET ..... Mécanique des Fluides
M. PAGANI ..... Physique
M. BEAUFILS ..... Informatique
M. BERTHELEMY ... Zoologie
M. TERJANIAN ..... Mathématiques
M. MORUCCI ..... Génie Biologique et Médical
M. BONEL ..... Chimie
M. SOTIROPOULOS . Chimie Organique
M. CUPPENS ..... Mathématiques
M. VERDIER ..... Physique
M. ETTINGER ..... Mathématiques
M. BONNET Louis ... Biologie
M. JOSSERAND .... Mesures Physiques
M. ROUTIE ..... Génie Chimique
M. COTTU ..... Génie Mécanique
M. HURAUX ..... Physique
Mme GERVAIS ..... Chimie Inorganique
M. BANCEL ..... Mathématiques
M. LOUARN ..... Génétique
M. BOUDET ..... Physiologie Végétale

PROFESSEUR ASSOCIE

M. GUMOWSKI ..... Mathématiques

MAITRES DE CONFERENCES

Mlle BARBANCE .... Mathématiques
M. GILLY ..... Génie Mécanique
M. MARAL ..... Physique
M. LEGRAND ..... Génie Civil
M. ABATUT ..... Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MAUSS ..... Mécanique
M. BETOURNE ..... Informatique
M. CAMPAN ..... Psychophysiologie
M. CLERC ..... Mécanique
M. GRIFONE ..... Mathématiques
M. LETAC ..... Mathématiques
M. COUOT ..... Mathématiques, Analyse Numérique
M. NGUYEN THANH VAN Mathématiques
M. TRAVERSE ..... Problèmes Chimiques de l'Energie
M. ALRAN ..... Génie Chimique
M. REY J. ..... Géologie Sédimentaire et Paléontologie
M. DARTIGUENAVE Chimie Minérale Moléculaire
M. HERAULT ..... Chimie
M. PRADINES ..... Mathématiques
M. GALINIER ..... Informatique
M. VIGNOLLE ..... Informatique
M. DEPARIS ..... Embryologie
M. CAVALIE ..... Physiologie Végétale
M. MASSOL ..... Chimie des Composés Organiques et Organominéraux d'intérêt biologique
M. HARTMANN .... Mécanique
M. ROUSSET ..... Chimie Appliquée (Matériaux)
M. TARDY ..... Sciences de la Terre et Aménagement

MAITRES DE CONFERENCES ASSOCIES

M. HURLEY ..... Physique Spatiale
M. SINGH ..... Automatique

ADMINISTRATION

M. PRINEAU ..... Secrétaire Général de l'Université

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

PRESIDENCE

M. MONTEL ..... Président
M. MARTY ..... Vice-Président
M. ENJALBERT .... Vice-Président
M. ANDRE ..... Vice-Président
M. CONSTANT ..... Vice-Président

HONORARIAT

M. DIEHL ..... Professeur honoraire
M. ESCANDE ..... Professeur honoraire, Membre de l'Institut
M. BIREBENT ..... Professeur honoraire
M. CASTAGNETTO .. Maître de Conférences honoraire

PROFESSEURS

M. NOUGARO ..... Hydraulique Générale et Appliquée
M. GARDY ..... Génie Chimique
M. VOIGT ..... Chimie Minérale
M. MONTEL ..... Chimie Inorganique
M. THIRRIOT ..... Hydraulique
M. GRUAT ..... Hydraulique
M. BUGAREL ..... Génie Chimique
M. DAT ..... Hydraulique
M. MARTY ..... Electronique
M. ANGELINO ..... Génie Chimique

PROFESSEURS SANS CHAIRE

Mlle BERDUCOU .... Physiologie Végétale
M. HAMANT ..... Cythologie et Pathologie Végétales
M. FALLOT ..... Technologie Végétale

M. ENJALBERT .... Génie Chimique
M. HOFFMANN ..... Electronique
M. TRUCHASSON ... Hydraulique
M. DABOSI ..... Métallurgie et Réfractaires
M. LEFEUVRE ..... Electronique
M. CALMON ..... Chimie Agricole
M. GILOT ..... Génie Chimique
M. MATHIEU ..... Chimie Appliquée

MAITRES DE CONFERENCES

M. BAUDRAND ..... Electronique
M. TRANNOY ..... Electrotechnique
M. BOURGEAT ..... Pédologie
M. MATHEAU ..... Electronique
M. BAJON ..... Electronique
M. COUDERC ..... Génie Chimique
M. GOURDENNE ... Chimie
M. LENZI ..... Chimie Industrielle
M. MASBERNAT .... Hydraulique
M. TERRON ..... Zoologie
M. BUIS ..... Biologie Quantitative
M. CONSTANT ..... Chimie Minérale
M. COSTES ..... Electrotechnique
M. ECOCHARD ..... Agronomie
M. CANDAU ..... Zootechnie
M. LABAT ..... Ichtyologie
M. MORELIERE .... Electronique
M. GASET ..... Chimie Industrielle
M. BRUEL ..... Informatique
M. JAMET ..... Analyse Numérique

ADMINISTRATION

M. CRAMPES ..... Secrétaire Général

INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE

M. SARAZIN ..... Directeur Général

PROFESSEURS

M. ROQUES ..... Chimie Appliquée, Génie Chimique
M. GRATELOUP .... Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MASO ..... Génie Civil
M. MIRA ..... Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. DURAND Gilbert . Biologie et Biochimie Appliquée
M. ASKENAZY ..... Physique Atomique, Physique du Solide
M. LETURCQ ..... Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. SCHUTTLER .... Electronique, Electrotechnique, Automatique

PROFESSEURS SANS CHAIRE

M. FAGET ..... Physique Atomique, Physique du Solide
M. BARTHET ..... Mécanique
M. TITLI ..... Electronique, Electrotechnique, Automatique

MAITRES DE CONFERENCES

M. SIRIEYS ..... Mécanique
M. BESOMBES-VAILHE ..... Chimie Appliquée, Génie Chimique
M. BROUSSEAU .... Physique Atomique, Physique du Solide
M. VERDIER ..... Chimie Organique, Minérale et Analytique
M. TITLI ..... Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. BOUDET René ... Mécanique
M. GROH ..... Physique Atomique, Physique du Solide
M. JAVELAS ..... Génie Civil
M. LACAZE ..... Mathématiques II
M. LORRAIN ..... Génie Civil

ADMINISTRATION

M. CROS ..... Secrétaire Général

Liste établie au 1er Octobre 1977
pour l'année universitaire 1977-1978

"On ne connaît que les choses
que l'on apprivoise".

A. DE SAINT EXUPERY

A mes parents,

A mes soeurs et mon frère.

A Poune,

AVANT - PROPOS

-:-:-

Les travaux que nous exposons dans ce mémoire ont été effectués au LABORATOIRE D'AUTOMATIQUE ET D'ANALYSE DES SYSTEMES du Centre National de la Recherche Scientifique.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur le Professeur G. GRATELOUP, Directeur du Laboratoire ainsi qu'à Monsieur D. ESTEVE, Directeur de Recherche au C.N.R.S., Directeur-Adjoint du L.A.A.S. pour la confiance qu'ils nous ont accordée en nous accueillant au Laboratoire au sein de la Division "Composants Electroniques".

Nous sommes particulièrement reconnaissant à Monsieur le Professeur JC. MARTIN, Président de l'Université Paul Sabatier d'avoir bien voulu nous accepter dans l'équipe de recherche qu'il anime. Sa présence à la présidence de notre jury de thèse est pour nous un grand honneur.

Nous remercions Monsieur le Professeur D. BLANC pour l'enseignement qu'il nous a prodigué et pour sa participation à notre jury de thèse.

Nous remercions vivement Monsieur G. BLASQUEZ, Chargé de Recherche au C.N.R.S. qui a bien voulu assurer la direction de nos travaux. Nous lui exprimons notre profonde gratitude pour le soutien constant qu'il nous a apporté et pour sa contribution pour une large part à l'aboutissement des travaux.

Nos remerciements vont aussi :

. aux chercheurs de l'Equipe "Bruit de Fond" : Messieurs J. CAMINADE, J. GRAFFEUIL, JF. SAUTEREAU, R. TOSI, pour leur amicale collaboration,

. aux ingénieurs et techniciens de la Centrale de Technologie du L.A.A.S. et plus particulièrement : Messieurs G. PIERREL, P. FADEL, G. LACOSTE, Mesdames J. CHEVALIER et F. ROSSEL, pour leur participation active à la réalisation des dispositifs sur lesquels nos travaux sont basés.

. au personnel qui a contribué à la réalisation matérielle de ce mémoire, et notamment Madame N. ROUSSEL et Messieurs R. ZITTEL et R. LORTAL.

Enfin, nous remercions tous ceux qui nous ont aidé tant pas leur enseignement que par leur amitié et leur sympathie.

$$$$

LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES

-:-

A_s	Aire de la zone dépeuplée de porteurs à la surface de la jonction émetteur-base
C_n, C_p	Coefficients de capture pour les électrons et les trous
C_{ox}	Capacité par unité de surface de la couche d'oxyde
e_s	Bruit associé à R_s
e_T	Générateur de bruit en tension d'un quadripôle
E_{FIN}	Niveau de Fermi intrinsèque
E_T	Niveau d'énergie des centres de génération-recombinaison
F	Facteur de bruit
f_o	Fréquence de mesure
I_B	Courant de base
I_{BV}	Courant de base en régime d'accumulation
I_{DS}	Courant de diffusion
I_C	Courant collecteur
I_N	Courant de bruit équivalent
I_{RGS}	Courant de génération-recombinaison associé aux pièges
I_S	Courant de génération-recombinaison associé aux états de surface
I_{ST}	Courant de surface total ($I_{RGS} + I_{DS} + I_S$)
i_F	Générateur de bruit en courant représentant le bruit en 1/f
i_D	Générateur de bruit en courant représentant le bruit de diffusion et de génération recombinaison
i_T	Générateur de bruit en courant représentant le bruit total
k	Constante de Boltzmann
N_A	Densité volumique d'atomes accepteurs
n_i	Densité intrinsèque des porteurs
N_T	Densité volumique des centres de génération recombinaison
N_{TS}	Densité superficielle des états de surface
$N_T(E)$	Densité de pièges par unité d'énergie
n, p, n_s, p_s	Densité d'électrons de de trous dans le volume du semiconducteur et à la surface
P_E	Périmètre d'émetteur

q	Charge de l'électron
Q_{IM}	Densité de charges mobiles dans l'oxyde
Q_M	Densité de charges situées sur l'électrode de grille
Q_{Si}	Densité de charges induites dans le semiconducteur
Q_{SS}	Densité de charges fixes dans l'oxyde
$\mathcal{R}_E$	Partie réelle
R_S	Résistance de source
s_o, s_o^*	Vitesse de recombinaison en surface des états de surface, des états de surface et des pièges
T	Température en degrés Kelvin
U_S, U_V	Taux de recombinaison en surface, en volume
U_T	Potentiel thermodynamique ($U_T = kT/q$)
V_{EB}	Tension émetteur-base
v_G	Potentiel appliqué sur l'électrode de grille
v_S	Potentiel électrostatique à l'interface
v_{SM}	Potentiel associé aux différences de travaux de sortie du métal et du silicium
v_{th}	Vitesse thermique des porteurs
X_p	Etendue de la zone de charge d'espace superficeille
Y_{ox}	Epaisseur d'oxyde
α	Gain en courant défini par $\alpha = I_C/I_E$
$\varepsilon_o, \varepsilon_{ox}, \varepsilon_{si}$	Permittivité du vide, de la silice, du silicium
φ_o , φ	$\varphi_o = \frac{I_{ND}}{I_B}$, $\varphi = \frac{I_{NDS}}{I_{ST}}$
$\sigma_n, \sigma_p, \sigma_{ns}, \sigma_{ps}$	Sections de capture pour les électrons et les trous dans le volume et à la surface du semiconducteur
δ	Puissance du 1/f

§§§§

INTRODUCTION

La plupart des travaux traitant de l'influence d'un rayonnement ionisant sur les transistors bipolaires ont été orientés vers les caractéristiques électriques en régime statique et le gain en courant continu. A notre connaissance, les effets de ce rayonnement sur les propriétés de bruit de fond n'ont pas encore été étudiés. Or, il est bien établi maintenant que, d'une part, les irradiations ionisantes dégradent profondément les propriétés de surface et que, d'autre part, une proportion notable du bruit de fond en basse fréquence prend naissance précisèment dans cette région. Par suite, il est probable que les propriétés du bruit de fond soient profondément modifiées par ce rayonnement.

L'étude exposée dans ce mémoire constitue une première caractérisation expérimentale de ces modifications et une tentative d'interprétation des mécanismes physiques qui les provoquent.

L'intérêt de cette recherche provient de la perspective à court et moyen terme d'un développement rapide des télécommunications spatiales et de l'énergie nucléaire. En effet, dans l'espace et au voisinage des réacteurs, les transistors sont irradiés, et il est indispensable de tenir compte de cette contrainte pour concevoir des circuits sûrs de fonctionnement et fiables.

Un autre intérêt immédiat de cette recherche, est que l'on envisage d'utiliser des techniques de photolithographie par faisceau d'électrons et rayons X pour réaliser des composants de très petites dimensions. Une connaissance approfondie des effets d'irradiation sur les matériaux et dispositifs sera nécessaire pour le développement et la mise au point de ces nouvelles techniques.

Enfin, il convient de ne pas oublier que les problèmes d'irradiation et de surface sont très liés de sorte que le rayonnement constitue lui-même un outil permettant de mieux connaître les propriétés de surface et leur influence sur le comportement électrique du composant.

Le choix des transistors bipolaires tétrodes, transistors commandables par effet de champ, a été motivé par le souci de donner à notre étude une plus grande généralité. En effet, dans les transistors bipolaires usuels, les paramètres, déterminant l'état électrostatique de la surface, ne sont ni mesurables, ni commandables. Or, suivant la valeur de ces paramètres une grande diversité de comportement peut être observée. Dans ces conditions, l'interprétation des résultats expérimentaux est délicate. Au contraire, dans le transistor bipolaire tétrode, il est possible de faire varier d'une manière continue l'état électrostatique de la surface et d'évaluer certains paramètres caractéristiques de la couche d'oxyde et de l'interface silice-silicium. On peut donc à partir d'un seul de ces transistors particuliers, examiner tous les cas possibles pouvant se produire sur les transistors bipolaires usuels. De plus, la connaissance des paramètres précédents permet d'analyser précisèment les effets du rayonnement sur la surface.

Le mémoire est divisé en quatre chapitres.

Dans les deux premiers, les transistors étudiés sont caractérisés d'une manière approfondie. En premier lieu, comme le comportement des transistors est lié à leur technologie, le procédé de fabrication mis en oeuvre est décrit en détail. Ensuite, à partir de l'analyse des caractéristiques en régime statique (premier chapitre) et du bruit de fond aux basses et moyennes fréquences (deuxième chapitre), les mécanismes physiques régissant le comportement des zones superficielles sont identifiés et les paramètres spécifiques de la couche d'oxyde et de l'interface sont estimés.

L'influence du rayonnement est examinée dans les deux derniers chapitres. Comme les évolutions des propriétés de bruit de fond sont non seulement fonction des évolutions des sources de bruit, mais aussi de celles des mécanismes de conduction eux-mêmes, ce sont ces derniers qui sont étudiés en premier lieu dans le troisième chapitre. En particulier, les variations des paramètres de surface influençant les caractéristiques statiques du transistor sont décrites avec précision, et les phénomènes physiques responsables sont identifiés.

Enfin, les observations relatives au bruit de fond aux basses et moyennes fréquences sont reportées et discutées dans le dernier chapitre en fonction de la dose de rayonnement reçu et de l'état électrostatique de la surface. Les effets de l'irradiation sur les sources de bruit sont mis en évidence et corrélés aux évolutions des paramètres influençant les caractéristiques statiques.

Les principales conclusions de l'étude sont appliquées à la détermination des règles de polarisation minimisant les effets du rayonnement ionisant sur le bruit de fond des transistors bipolaires.

x x

x

CHAPITRE I

PROPRIÉTÉS ET TECHNOLOGIE DES TRANSISTORS TÉTRODES.

I.1. INTRODUCTION

Le transistor bipolaire commandable par effet de champ ou transistor tétrode a été conçu et réalisé par C.T. SAH en 1961 (1). Ce transistor bipolaire est muni d'une métallisation recouvrant l'oxyde au droit de la jonction émetteur-base (Figure I.1.).

L'application d'une tension sur cette métallisation dite de grille, permet de faire varier par effet de champ les propriétés superficielles du transistor et donc de moduler son gain en courant. A l'origine, ce composant avait été conçu pour effectuer une commande automatique du gain. Jusqu'à ce jour, à notre connaissance, ce transistor n'a pas fait l'objet d'applications industrielles bien que plusieurs chercheurs ont proposé récemment des dispositifs basés sur ce composant. Néanmoins, il est très utilisé dans les laboratoires pour étudier l'influence des effets de surface sur le comportement des transistors bipolaires. Citons par exemple Grove et ses collaborateurs (2,3, 4) puis Estève (5) qui l'ont employé pour leurs études sur les courants de surface, Hsu (6) et Blasquez (7) pour leurs travaux sur le bruit de fond aux basses fréquences.

D'un point de vue pratique, la réalisation de ce composant est assez délicate. Par principe même il nécessite une couche d'oxyde superficielle de très bonne qualité. Or, la réalisation des transistors bipolaires implique de nombreux traitements qui, d'une manière générale, dégradent cette couche de sorte que son comportement n'est pas celui d'un diélectrique parfait. On note fréquemment des courants de fuite élevés, des ruptures diélectriques en présence d'un champ électrique précoce et des instabilités temporelles qui rendent le composant inutilisable.

Dans ce qui suit, les travaux effectués au L.A.A.S. pour contourner ces difficultés sont exposés.

Le chapitre est divisé en trois parties principales qui sont :

a) une synthèse sur les propriétés superficielles des jonctions PN,

b) la description d'un procédé de fabrication des transistors bipolaires tétrodes,

c) les résultats de la caractérisation expérimentale des composants obtenus.

L'étude du bruit de fond est reportée dans le deuxième chapitre.

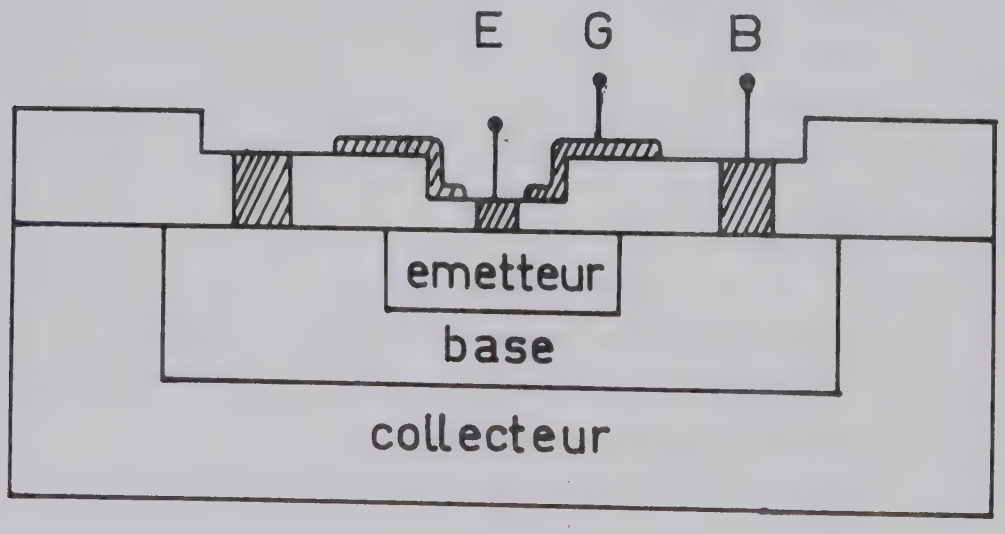


FIGURE I.1. Schéma d'un transistor bipolaire tétrode.

I.2. PROPRIETES DE SURFACE

L'étude expérimentale des propriétés des couches de silice élaborées thermiquement et de l'interface silice-silicium, à partir de la mesure de la capacité et de la conductance des structures MOS (8,9,10) a mis en évidence :

- la présence de charges électriques à l'intérieur de la silice,
- l'existence d'un phénomène de piégeage des porteurs libres du semiconducteur à l'interface par les états de surface.

I.2.1. Les charges dans la silice

Elles peuvent être mobiles ou fixes. Les charges mobiles Q_{IM} provoquent une dérive dans le temps des caractéristiques électriques du composant (4, 11). Leur origine la plus fréquente est une contamination ionique (12) des plaques de transistors au cours de la fabrication. Les charges fixes Q_{SS} sont souvent de signe positif et localisées près de l'interface Si Sio_2. De nombreux auteurs attribuent leur origine à la présence d'ions silicium en excès dans l'oxyde (4, 10). La densité de ces charges fixes est déterminée essentiellement par l'orientation cristalline du substrat, les conditions d'oxydation et de recuit (10), (13) (15). Il est également possible d'injecter des charges dans la silice en créant des porteurs chauds dans le semi-conducteur (6, 13). Enfin, l'application de contraintes peut aussi induire des charges supplémentaires. Dans le Chapitre III, nous verrons d'une manière plus détaillée que c'est l'un des effets des rayons ionisants. Dans ce qui suit, la densité de charges induites sera noté ΔQ_{SS}.

I.2.2. Les états de surface

Les comportement électrique de l'interface Si - SiO_2 peut être assez bien décrit en supposant qu'il existe, dans la bande interdite, des états d'énergie permis sur lesquels les phénomènes de génération recombinaison et de piégeage de porteurs peuvent prendre naissance. L'hypothèse

la plus communément vérifiée par l'expérience est que ces états sont distribués assez uniformément dans la bande interdite et que leur interactions avec les porteurs libres obeissent à la statistique de Hall-Schockley-Read (2, 9, 16). La répartition énergétique et la densité de ces états sont essentiellement déterminées par les conditions d'élaboration de l'oxyde (17) - (20) :

- l'orientation cristalline du substrat,
- la densité de défauts superficiels du substrat
- la nature et la composition des gaz ambiants.

Comme dans le cas des charges contenues dans la silice, la densité d'états de surface peut être modifiée par l'application de contraintes et notamment des irradiations. Cet effet est étudié d'une manière approfondie dans le chapitre III.

I.2.3. Courant de base d'une tétrode N P^+ N^{++}

Par action sur le potentiel de la grille, nous pouvons avoir en surface, accumulation de porteurs majoritaires, appauvrissement ou inversion (4). Examinons l'influence de ces différents cas :

Lorsque la surface est accumulée (Fig.I.2), le courant de base est dû à l'injection des trous dans l'émetteur et aux électrons qui se recombinent dans la zone de charge d'espace de la jonction émetteur-base et dans la base. Le comportement de ce courant est essentiellement déterminé par les propriétés volumiques du semi-conducteur et de la jonction émetteur-base. Par conséquent, il restera constant quel que soit l'état électrique de la surface c'est-à-dire quelle que soit la tension appliquée sur la grille. Nous l'appellerons I_{BV}.

Lorsque la surface est appauvrie, la région de charge d'espace de la jonction émetteur-base s'étend à la surface conformément à la Figure I.3. On distingue dans ce cas trois courants superficiels (5) :

- un courant de génération recombinaison associé aux états de surface situés à l'interface Si - SiO_2 :

$$I_S = q \iint_{surface} U_S \, dx \, dz$$

avec U_S, taux de recombinaison en surface, q, charge de l'électron

- un courant de génération recombinaison associé aux pièges situés dans la zone de charge d'espace superficielle :

$$I_{RGS} = q \iiint_{volume} U_V \, dx \, dy \, dz$$

avec U_V, taux de recombinaison en volume

- un courant de diffusion dans la zone neutre du substrat adjacente à la zone de charge d'espace :

$$I_{DS} = q \iiint_{volume\ neutre} U_V \, dx \, dy \, dz$$

Lorsque la surface est inversée (Fig. I.4), seuls les deux courants superficiels I_{RGS} et I_{DS} existent.

Les études faites par Grove (4) puis Estève (5) sur ces courants de surface ont montré que, lorsque le potentiel de grille varie,

a) Le courant de recombinaison I_S passe par un maximum,

b) Le courant de diffusion I_{DS} varie de façon exponentielle lorsque la zone superficielle est dépeuplée de porteurs, puis atteint un niveau de saturation au-delà de l'inversion,

c) Le courant de recombinaison I_{RGS} augmente de façon monotone avec le potentiel de grille jusqu'à ce que la région superficielle soit inversée.

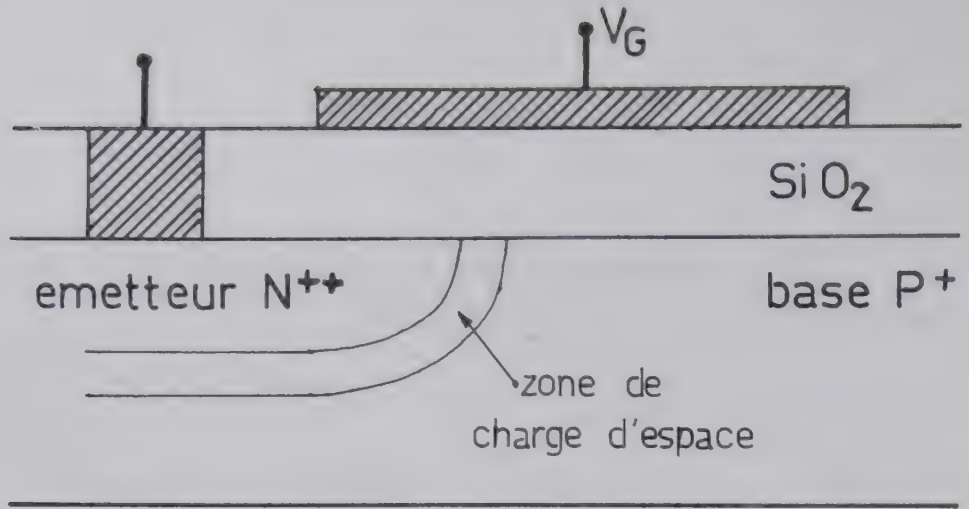


FIGURE I.2.

Accumulation

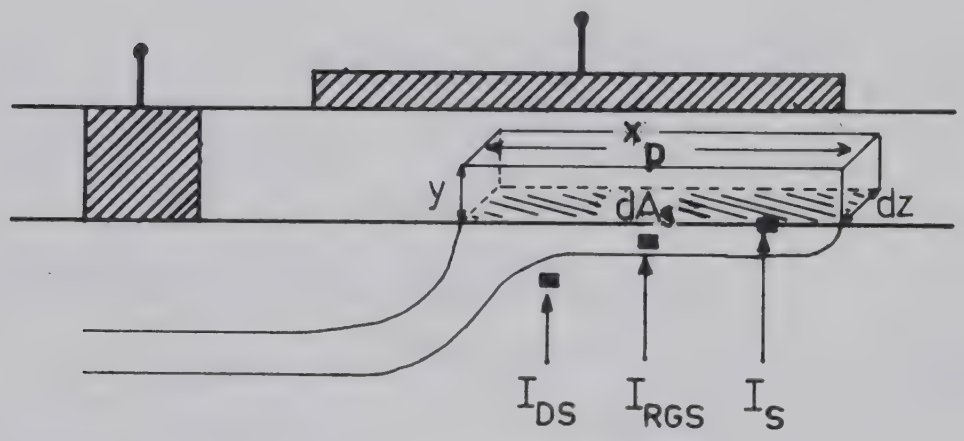


FIGURE I.3.

Depletion

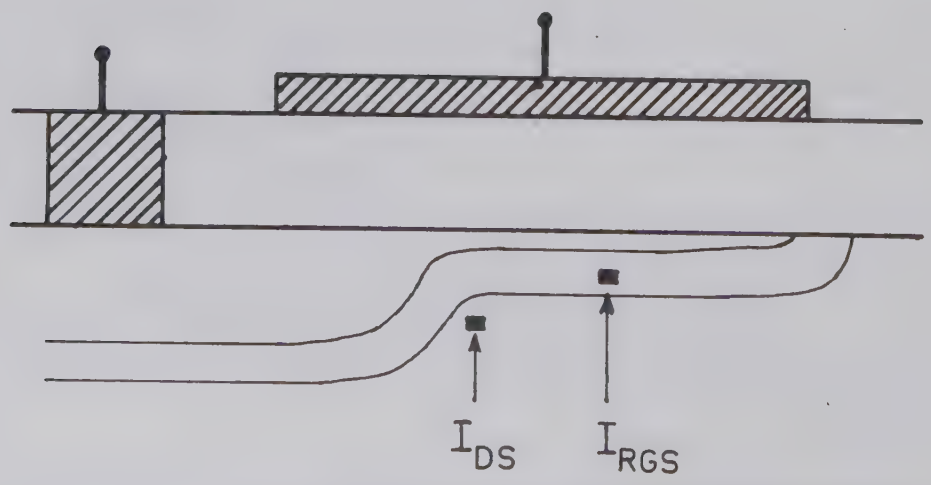


FIGURE I.4.

Inversion

Ces divers résultats nous permettent d'établir l'expression générale du courant de base dans une tétrode :

$$I_B = I_{BV} + I_{ST}$$

où I_{ST} est le courant de surface total dû à I_{RGS}, I_{DS} et I_S.

Les variations de I_B en fonction du potentiel appliqué sur la grille sont représentées sur la Figure I.5.

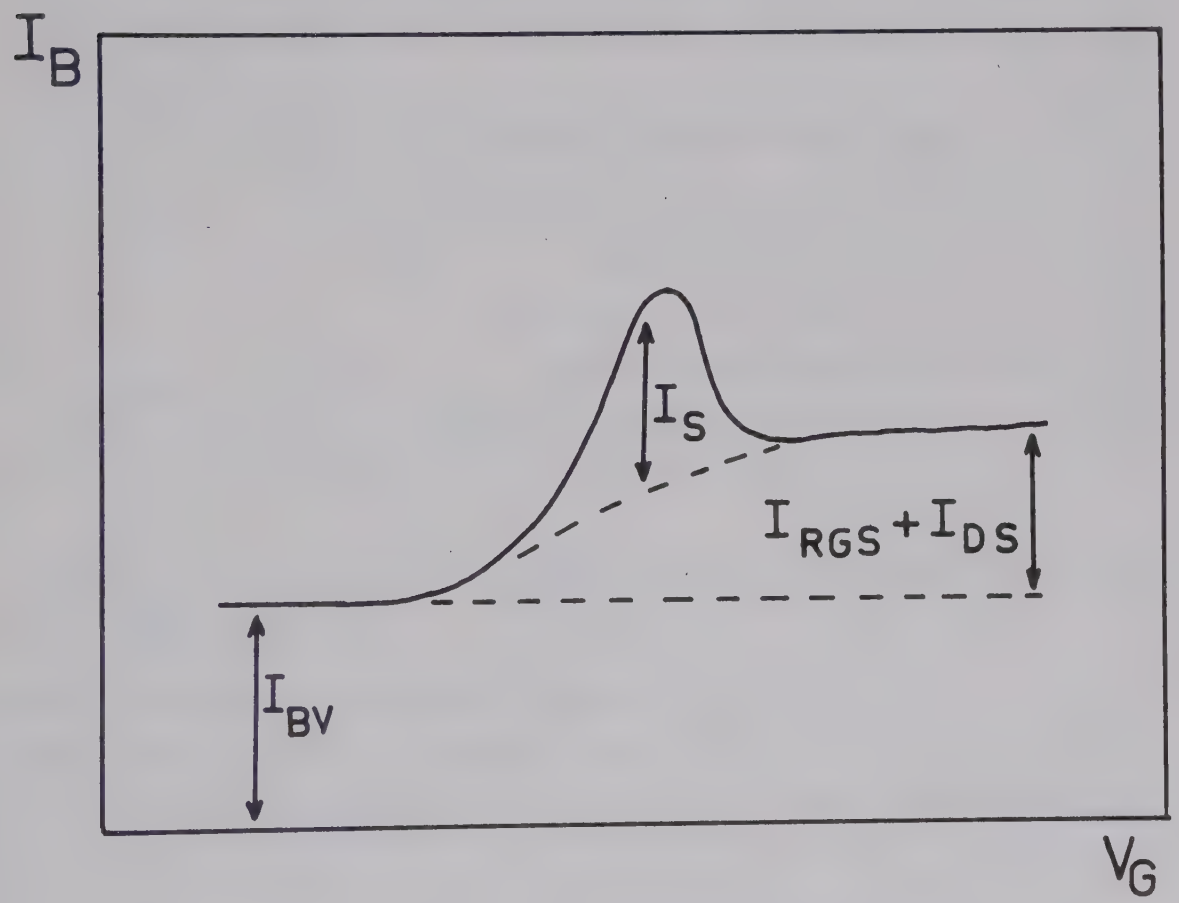


FIGURE I.5. Forme des variations du courant de base en fonction du potentiel appliqué sur la grille d'après (4).

Les taux de recombinaison en surface U_S et en volume U_V apparaissant dans les expressions des courants superficiels, sont définis respectivement par les relations (I.1) et (I.2) suivantes :

(I.1) $$U_S = \frac{\sigma_{ns}\,\sigma_{ps}\,v_{th}\,N_{TS}\,(n_s p_s - n_i^2)}{\sigma_{ns}\left(n_s + n_i \exp\frac{E_T - E_{Fin}}{kT}\right) + \sigma_{ps}\left(p_s + n_i \exp\frac{E_{Fin} - E_T}{kT}\right)}$$

où :

N_{TS} désigne la densité superficielle des états de surface,
E_T leur niveau d'énergie dans la bande interdite,
σ_{ns} et σ_{ps} les sections de capture des électrons et des trous situés à la surface
n_s, p_s les densités respectives des électrons et des trous à la surface
v_{th} est la vitesse thermique des porteurs
n_i leur densité intrinsèque
E_{Fin} est le niveau de Fermi intrinsèque
k la constante de Boltzmann
T la température en degrés Kelvin

(I.2) $$U_V = \frac{\sigma_n\,\sigma_p\,v_{th}\,N_T\,(np - n_i^2)}{\sigma_n\left(n + n_i \exp\frac{E_T - E_{Fin}}{kT}\right) + \sigma_p\left(p + n_i \exp\frac{E_{Fin} - E_T}{kT}\right)}$$

où N_T, E_T, σ_n, σ_p sont respectivement la densité, le niveau d'énergie, les sections de capture des centres de génération-recombinaison situés dans le volume du semiconducteur et n et p les densités d'électrons et de trous.

I.2.3.1. Vitesse de recombinaison des états de surface

La vitesse de recombinaison en surface s_o est définie (4) par la relation :

$$s_0 = \sigma\, v_{th}\, N_{TS}$$

Le calcul exact des courants nécessite la connaissance des densités de porteurs en tout point de la surface et des caractéristiques des états de surface. Ces quantités n'étant pas connues a priori, on fait en pratique les hypothèses simplificatrices suivantes (4, 5) dues à Grove et Estève :

. Les sections de capture des états de surface pour les électrons et les trous sont égales :

$$\sigma_{ns} = \sigma_{ps} = \sigma$$

. Il existe un seul niveau d'énergie dans la bande interdite, situé au niveau de Fermi intrinsèque

. L'écart entre les quasi-niveaux de Fermi est constant et égal à celui existant dans les zones volumiques de la charge d'espace émetteur-base.

Dans ces conditions, Grove et Estève ont montré que :

$$I_s = q A_s \quad \frac{\Delta_0 (n_s p_s - n_i^2)}{n_s + p_s + 2n_i} \tag{I.3}$$

avec q, charge de l'électron et A_S, aire de la zone dépeuplée de porteurs à la surface de la jonction émetteur-base et prise égale à l'aire de la zone de base recouverte par l'électrode de grille.

Le courant I_S passe par un maximum (désigné dans ce qui suit par I_{SM}) quand :

$$n_s = p_s = n_i \exp \frac{qV_{EB}}{2kT}$$

A partir de (I.3), on établit sans difficulté que :

$$I_{SM} = q A_s \quad \frac{\Delta_0 n_i}{2} \exp \frac{qV_{EB}}{2kT}$$

Expérimentalement, ce maximum est effectivement observé. Lorsque I_{SM} est beaucoup plus grand que I_{BV}, I_{DS} et I_{RGS}, on peut

déduire de la mesure de I_{SM}, une estimation de la vitesse de recombinaison en surface par la relation :

$$(I.4) \qquad s_0 = \frac{2 I_{SM}}{q A_s n_i \exp \frac{qV_{EB}}{2kT}}$$

Dans certains cas, le maximum ne se distingue pratiquement pas car le courant de base continue d'augmenter lorsque la surface est inversée. Cet accroissement peut provenir de l'existence d'un courant par effet tunnel. En effet, Reddi (21) a montré que ce type de courant peut prendre naissance entre la couche d'inversion et la zone neutre de base lorsque la surface est fortement dopée, ce qui est notre cas. Les composantes du courant de base ont, dans ces conditions, des amplitudes comparables à celle de I_{SM} et l'estimation de s_o ne peut plus être effectuée avec précision. Nous avons alors choisi de définir la vitesse de recombinaison globale s_o^* des centres de génération recombinaison et des états de surface par :

$$(I.5) \qquad s_0^* = \frac{2 I_{ST}}{q A_s n_i \exp \frac{qV_{EB}}{2kT}}$$

Lorsque la surface est dépeuplée, le courant tunnel n'existe pas et I_{RGS} s'exprime par (4) :

$$I_{RGS} = \frac{1}{2} q A_s n_i \frac{X_p}{\tau} \exp \frac{qV_{EB}}{2kT}$$

avec : X_p, étendue de la zone de charge d'espace superficielle à la déplétion,

τ , constante de temps.

Pour simplifier le modèle, la composante I_{DS} d'amplitude faible devant I_{RGS} (5) peut être négligée.

Dans ces conditions, s_o^* s'écrit :

$$s_0^* = \frac{2(I_{SM} + I_{RGS})}{q n_i A_s \exp \frac{qV_{EB}}{2kT}} = s_0 + \frac{X_p}{\tau}$$

I.2.3.2. Equation de neutralité

Conformément à la loi de Gauss, la charge totale induite à la surface du semiconducteur Q_{si}, doit être égale et de signe opposé à celles situées sur l'électrode de grille Q_M et dans la silice Q_{SS} (Fig.I.6) si l'on considère qu'il n'y a pas eu contamination de l'oxyde pendant sa formation ($Q_{IM} = 0$) :

(I.6) $$Q_M + Q_{SS} = -Q_{si}$$

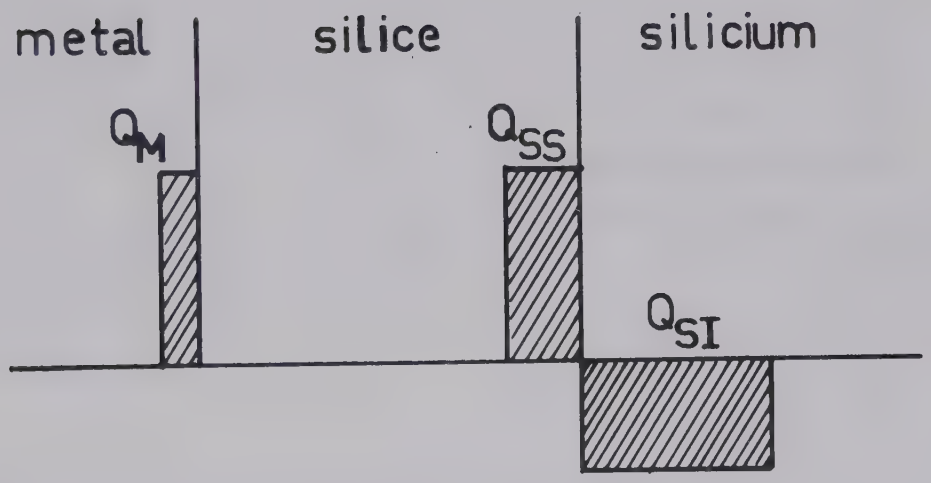


FIGURE I.6. Schéma de la distribution des charges électriques dans les zones superficielles dans le cas où les charges dans l'oxyde sont situées à l'interface Si - SiO_2

En désignant par :

a) V_s , le potentiel électrostatique à l'interface

b) V_{SM}, le potentiel associé aux différences des travaux de sortie du métal de grille et du silicium

c) V_G, le potentiel appliqué sur l'électrode de grille,

Q_M est égale à :

$$Q_M = C_{ox}\left(V_G - V_{SM} - V_S\right) \qquad \text{(I.7)}$$

où C_{ox} désigne la capacité par unité de surface de la couche d'oxyde $C_{ox} = \frac{\varepsilon_o \varepsilon_{ox}}{Y_{ox}}$ avec Y_{ox} l'épaisseur d'oxyde et ε_o, ε_{ox} les permittivités du vide et de la silice.

La charge induite à la surface du silicium est une fonction relativement complexe du dopage du semiconducteur N_A, du potentiel de surface V_S et de la polarisation appliquée à la jonction (5). Cependant, dans le cas où la surface est dépeuplée de porteurs, cette fonction se simplifie et prend la forme suivante :

$$Q_{si} = -2qn_i \left(\frac{kT\varepsilon_o\varepsilon_{si}}{2q^2 n_i} \cdot \frac{V_S}{U_T} \cdot \frac{N_A}{n_i}\right)^{1/2} \qquad \text{(I.8)}$$

avec :

ε_{si} , permittivité du silicium

U_T , potentiel thermodynamique $U_T = \frac{kT}{q}$

N_A , densité volumique d'atomes accepteurs.

La substitution de (I.7) et (I.8) dans (I.6) montre que si V_S est connu, l'équation de neutralité permet d'estimer la densité totale des charges contenues dans l'oxyde.

En pratique, la plupart des auteurs admettent les hypothèses simplificatrices qui conduisent à l'expression (I.3).

Dans ces conditions, pour $I_S = I_{SM}$, v_s s'exprime simplement en fonction du dopage du semiconducteur et de la tension émetteur-base par la relation :

(I.9) $$v_s = \left(\text{Log} \frac{N_A}{n_i} - \frac{qV_{EB}}{2kT} \right) u_T$$

Le report de (I.9) et de (I.8) et (I.7) dans (I.6) donne :

(I.10) $$Q_{ss} = 2qn_i \left[\frac{kT\varepsilon_0\varepsilon_{Si}}{2q^2 n_i} \cdot \frac{N_A}{n_i} \left(\text{Log} \frac{N_A}{n_i} - \frac{qV_{EB}}{2kT} \right) \right]^{1/2} - C_{ox} \left[V_{GM} - V_{SM} - \left(\text{Log} \frac{N_A}{n_i} - \frac{qV_{EB}}{2kT} \right) u_T \right]$$

avec $$V_{GM} = \left[V_G \right]_{I_{SM}}$$

Dans ce qui suit, nous utiliserons comme la plupart des auteurs les relations approchées (I.4) ou (I.5) et (I.10) pour caractériser les transistors tétrodes que nous avons fabriqués pour mener à bien cette étude.

I.3. TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSISTOR TETRODE

Le dispositif tétrode est réalisé suivant la technologie Planar (22). Les différentes étapes de la fabrication sont fondamentalement les mêmes que celles de l'élaboration d'un transistor bipolaire. Cependant comme la tétrode est commandée par effet de champ, la silice située sous la grille doit être caractérisée par une faible densité de charges électriques, notamment de charges mobiles. En outre, comme ces dispositifs sont destinés aux études de bruit de fond, ils doivent avoir un bruit de fond en excès aux basses fréquences faible, c'est-à-dire que la densité d'états de surface et la densité de défauts cristallins doivent être minimisés.

Pour satisfaire ces conditions, le processus technologique standard mis au point au L.A.A.S. pour la réalisation des transistors bipolaires, a été modifié en collaboration avec G. Blasquez et les Ingénieurs et Techniciens de la Centrale de Technologie.

Dans ce qui suit, nous présenterons en premier lieu les caractéristiques des masques des tétrodes. Nous décrirons ensuite les modifications apportées au processus technologique standard. Enfin, nous donnerons les principales caractéristiques physiques et électriques des tétrodes ainsi obtenues.

I.3.1. Description des masques

Les masques utilisés sont représentés sur les Figures I.7 à I.12. Ils ont été conçus par G. Blasquez. Le motif élémentaire comprend quatre composants. Les dimensions et la forme des ouvertures de diffusion et de métallisation sont différentes pour permettre l'analyse des facteurs géométriques sur le comportement des transistors. En particulier, les structures cruciforme et carrées ont les mêmes périmètres d'émetteur.
Le masque des métallisations se caractérise par deux ouvertures de grille, l'une située au droit de la jonction émetteur-base, et l'autre placée sur la jonction collecteur-base. De plus, afin d'éviter la création de défauts cristallins au cours des opérations de microsoudure des fils reliant l'embase à la "puce", des plots d'amenée du courant sont placés en dehors des zones diffusées.

I.3.2. Processus technologique de fabrication

Le processus complet de fabrication est donné en annexe.

Il se différentie de celui des transistors bipolaires par :

- L'adjonction d'une opération de piégeage des charges mobiles dans la silice et des impuretés métalliques.
- La formation d'un oxyde propre au droit de la jonction émetteur-base.

- L'optimisation des conditions de manipulation des plaques en vue de la minimisation des défauts cristallins
- Une modification des procédures de recuit.

Opération de piégeage des impuretés métalliques et des ions mobiles dans la silice

Si de faibles quantités d'impuretés métalliques, en particulier du cuivre, de l'or, du fer sont présentes dans le substrat de silicium, la durée de vie des porteurs dans le semiconducteur peut être notablement réduite (3). De plus, les ions alcalins rendent les caractéristiques électriques des dispositifs à effet de champ instables (23). Les ions Na^+ par exemple, ont une grande mobilité dans la silice et des concentrations de quelques p.p.m. provoquent des dérives du gain dans les transistors bipolaires ou de la tension de seuil des transistors MOS. Par suite, de nombreux auteurs ont recherché les moyens de minimiser la proportion de ces impuretés parasites dans leur processus.

En particulier, Robinson et Heiman (24) ont observé que l'addition de HCL dans la proportion de 0,5 à 1 % dans l'oxygène employé pour la fabrication de la silice des capacités M.O.S. améliorait notablement la durée de vie des porteurs minoritaires. Plus récemment, Krieger, Cheng et Colton (25) ont remarqué que l'addition d'HCL ou de Cl_2 diminuait le niveau de contamination ionique de la silice et des parois des fours à diffusion. Ces observations ont été confirmées par plusieurs auteurs et notamment par O. Leitstiko à l'Université Technique du Danemark (26).

Puisque les premières tétrodes fabriquées au L.A.A.S. présentaient des instabilités temporelles, cette technique a été utilisée pour nettoyer les fours avant l'oxydation du substrat de silicium (voir le processus détaillé en annexe).

Formation de l'oxyde propre

Les processus technologiques standards conduisent en général à l'obtention de couches d'oxyde recouvrant les jonctions des transistors

bipolaires de moins bonne qualité que celles des transistors M.O.S. Typiquement, on observe couramment pour les transistors bipolaires des vitesses de recombinaison en surface de l'ordre de 200 cm/s et des densités de charges dans l'oxyde de silicium supérieures à $10^{12}/cm^2$. Cet oxyde contient également une quantité notable d'impuretés de dopage puisqu'il sert de masque lors de la diffusion de la base et de l'émetteur. Enfin, il peut contenir des traces d'ions OH^- provenant de l'oxydation en présence de vapeur deau du silicium. Lors de la fabrication de tétrodes avec cet oxyde, on constate :

- une mauvaise adhérence des résines liée à la présence de phosphore,
- un claquage diélectrique prématuré,
- des instabilités temporelles des caractéristiques électriques des transistors,
- une grande dispersion dans les performances obtenues et un faible rendement de fabrication.

Pour remédier à ces inconvénients, cet oxyde est enlevé par attaque chimique et remplacé par un oxyde "propre" dont la qualité est nettement supérieure à celle des transistors bipolaires courants (voir le processus détaillé en annexe).

Minimisation des défauts cristallins

G. Blasquez, A. de Cacqueray et J. Caminade (27) ont montré que les variations rapides de température endommagent le cristal de silicium et créentde nombreux défauts cristallins qui sont le siège d'un bruit de fond en excès important et notamment du bruit en créneaux. La présence de ce bruit masque le bruit de génération-recombinaison.

Compte tenu des objectifs de cette étude, ce phénomène parasite devait être minimisé c'est-à-dire que les gradients thermiques appliqués aux plaques de silicium devaient être optimisés. Pour ce faire, la procédure standard d'entrée et de retrait des plaques dans les fours d'oxydation et de diffusion a été modifiée de la façon suivante :

vitesse d'entrée : 80 cm/mn
vitesse de retrait : 8 cm/mn pendant 5 mn puis 1 cm/mn.

Ces temps étant choisi en fonction du gradient de température que présentent les fours. Notons que la procédure de retrait des plaques s'effectue après avoir abaissé la température du four à 700°C par étapes de 50°C toutes les 15 mn.

Cette procédure a permis d'obtenir une réduction de la proportion des transistors présentant du bruit en créneaux comparable aux meilleurs résultats obtenus lors des précédentes études (27).

Procédures de recuit

Balk (28) rapporte que la densité des états de surface peut être réduite, en quelques minutes, à une valeur relativement faible, par un recuit sous atmosphère inerte quand un métal actif (l'aluminium par exemple) est présent sur la silice. Au L.A.A.S., Spolidoro (29) a effectué une étude sur la durée, la température, la nature des gaz entrant en jeu dans ce recuit pour des structures M.O.S..

Sur les dispositifs tétrodes, nous avons constaté de meilleurs résultats lorsque ce même recuit était effectué en deux étapes :

Un premier recuit après métallisation à une température de 500°C sous azote hydrogéné pendant 10 mn, un second identique réalisé cette fois après photogravure. Une étude complémentaire devrait être entreprise pour analyser les causes de ces améliorations.

I.4. CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS TETRODES OBTENUS

I.4.1. Caractéristiques physiques

Les caractéristiques physiques de nos dispositifs, élaborés à partir de silicium d'orientation ⟨111⟩ , sont présentées dans le Tableau I.1..

I.4.2. Caractéristiques électriques

I.4.2.1. Méthodes de mesure

Les caractéristiques électriques ont été déterminées au moyen :

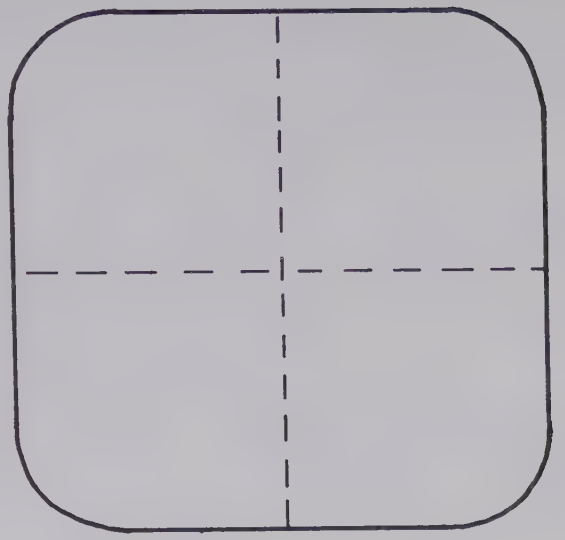
- du traceur de courbes TEKTRONIX modèle 575 pour la mesure des tensions de claquage,
- du BITCHER modèle 70 A pour la mesure du gain dynamique en courant,
- du dispositif expérimental représenté en Figure I.13 pour l'étude des caractéristiques du courant de base en fonction du potentiel de grille.

Nous affecterons l'indice :

1	aux tétrodes réalisées avec les masques n° 2, 4, 6, 10 et 12
2	à celles réalisées avec les masques n° 1, 3, 5, 8 et 11
3	à celles réalisées avec les masques n° 1, 3, 5, 7 et 11
4	à celles réalisées avec les masques n° 1, 3, 5, 9 et 11

I.4.2.2. Résultats

Des exemples de caractéristiques électriques obtenues sont représentées sur les Figures I.14 à I.18 et dans le Tableau I.2.



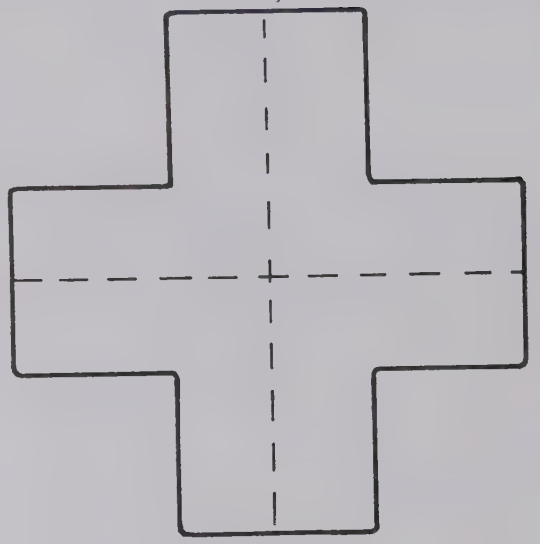
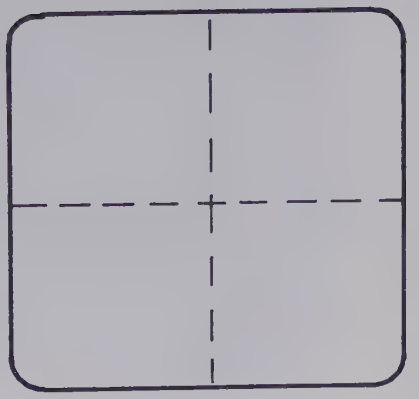


FIGURE I.7.



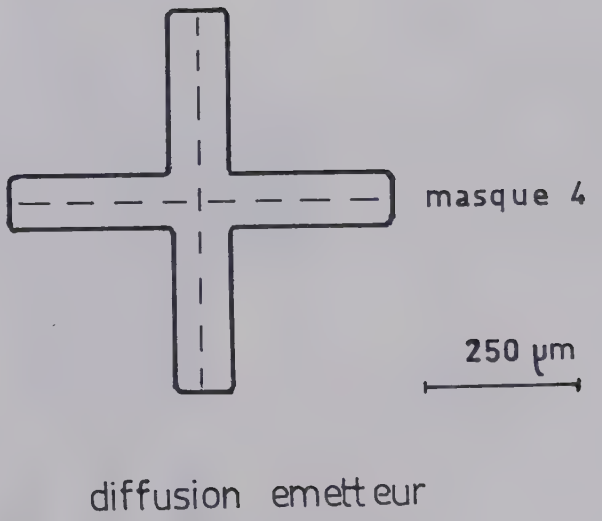


FIGURE I.8.

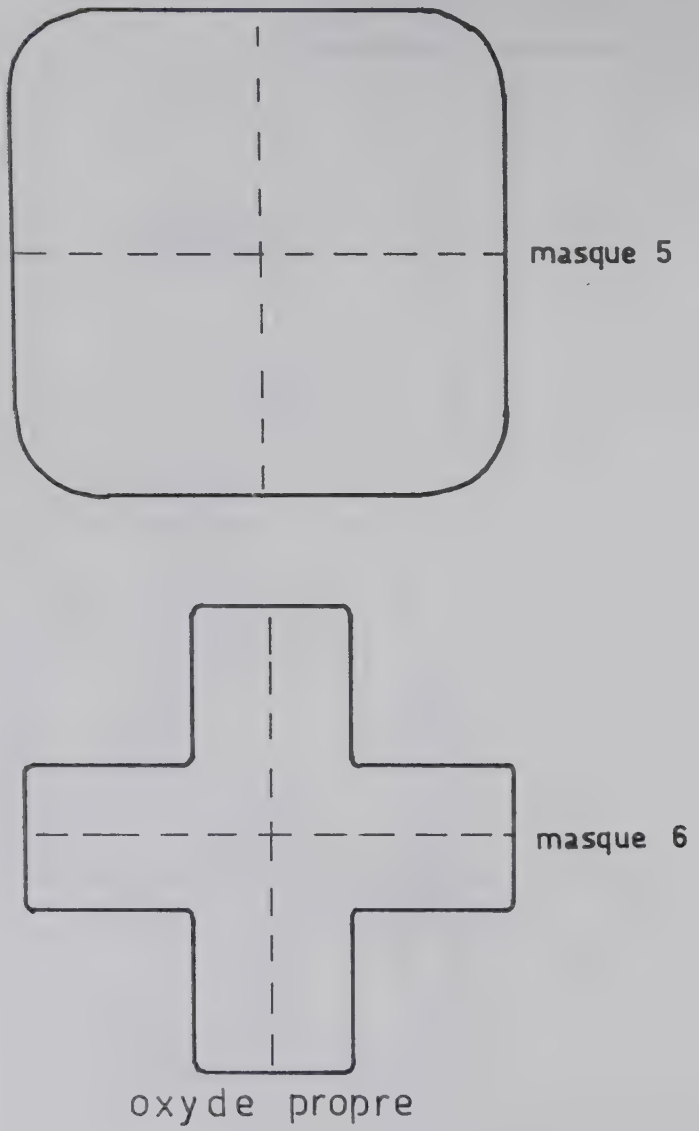


FIGURE I.9.

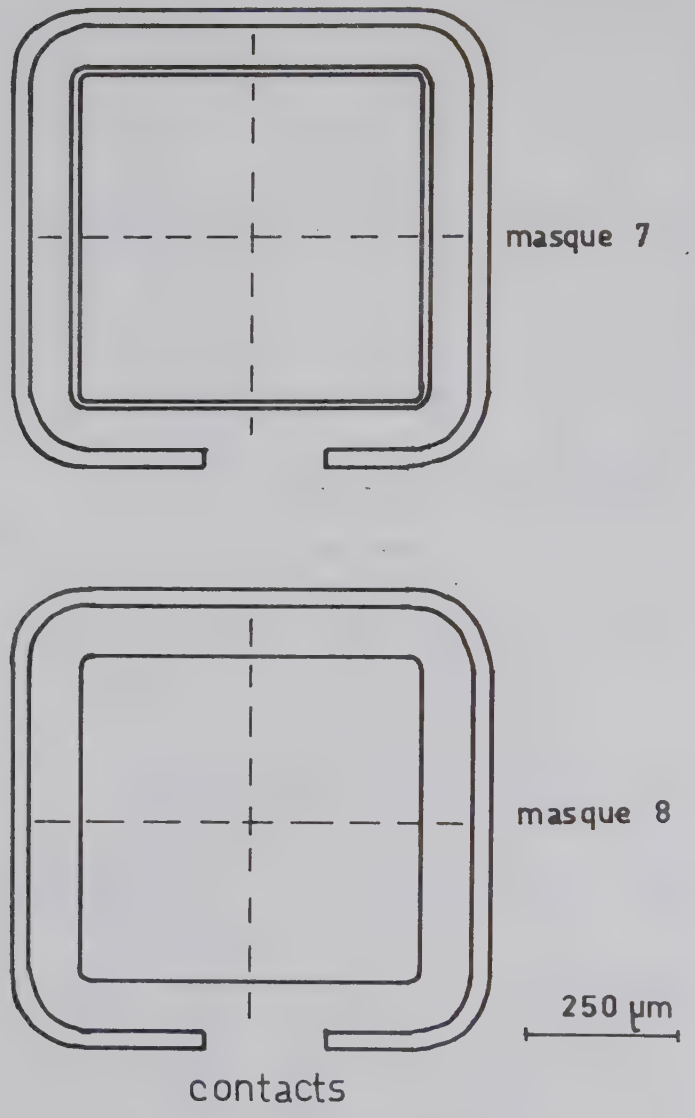
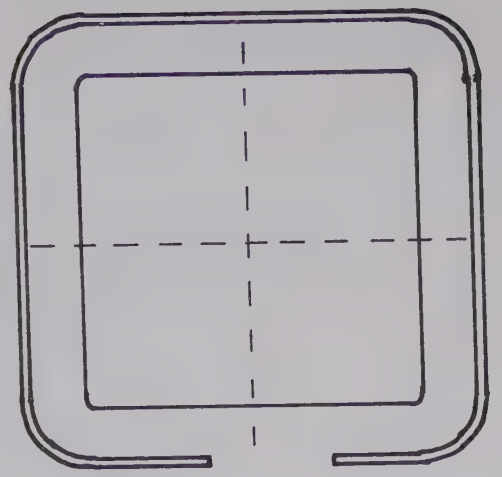
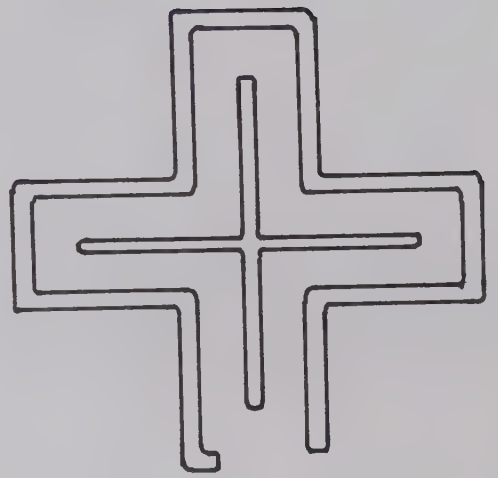


FIGURE I.10.

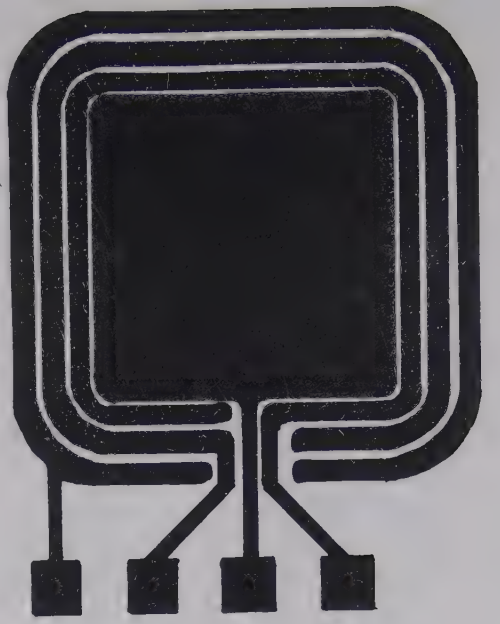


masque 9

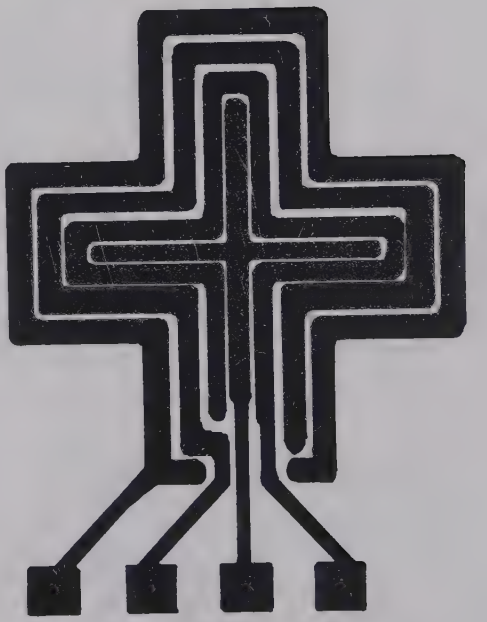


masque 10

contacts *FIGURE I.11.*



masque 11



masque 12

250 µm

metallisation *FIGURE I.12.*

	TYPE	RESISTIVITE MOYENNE (Ω cm)	PROFONDEUR DE JONCTION OU D'EPAISSEUR (μm)
SUBSTRAT	I EPITAXIE N II MONOCRISTALLIN N	3 5	15 250
BASE	P^+	$2,66\ 10^{-2}$	2,1
EMETTEUR	N^{++}	I $7,6\ 10^{-4}$ II $1\ 10^{-3}$	I 3,5 II 4
OXYDE PROPRE	$Si\ O_2$		I 0,22 II 0,32
METALLISATION	AL		0,5

TABLEAU 1 - CARACTERISTIQUES PHYSIQUES MOYENNES DES DISPOSITIFS TETRODES

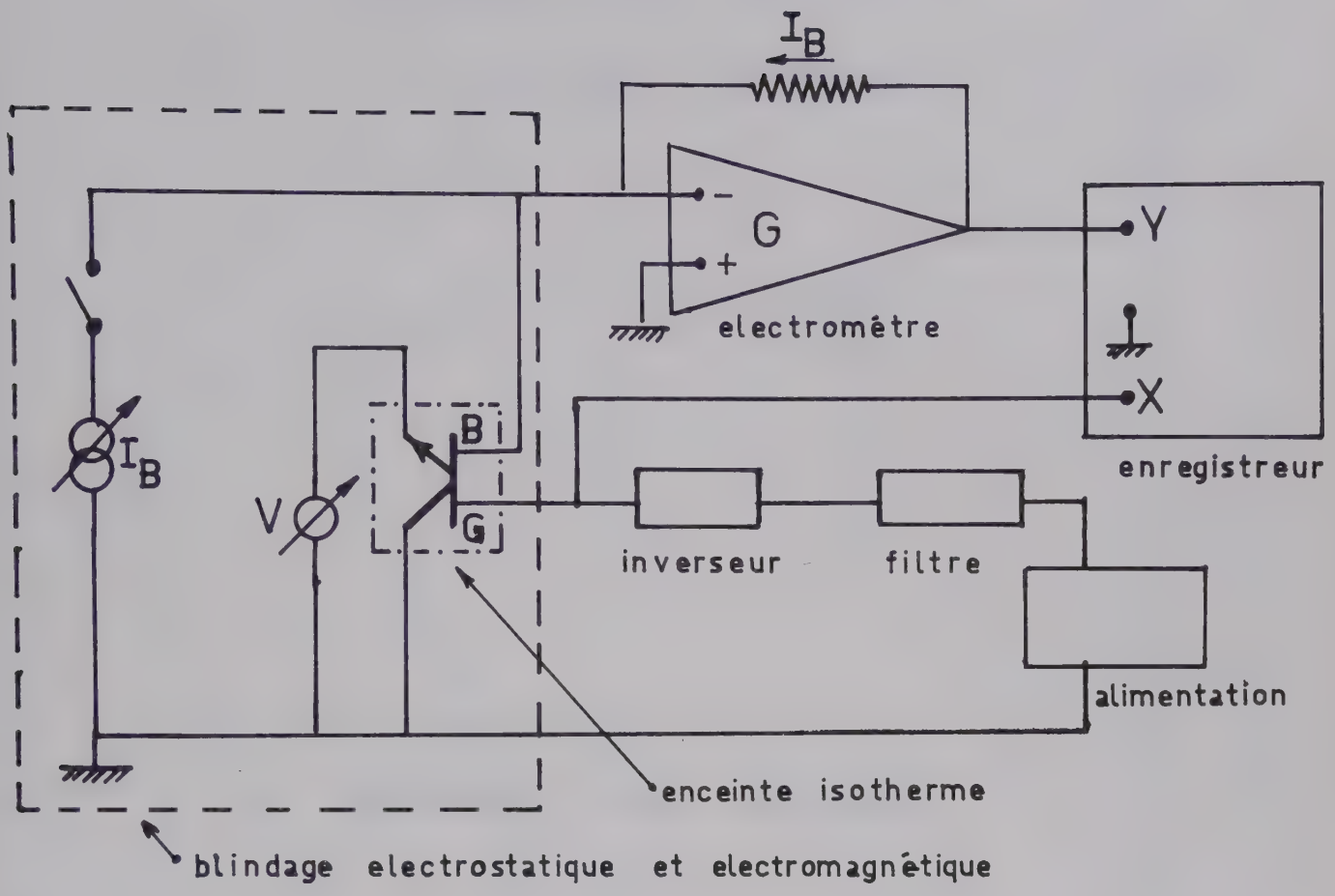


FIGURE I.13. Banc de mesure des caractéristiques $I_B = f(V_G)$.

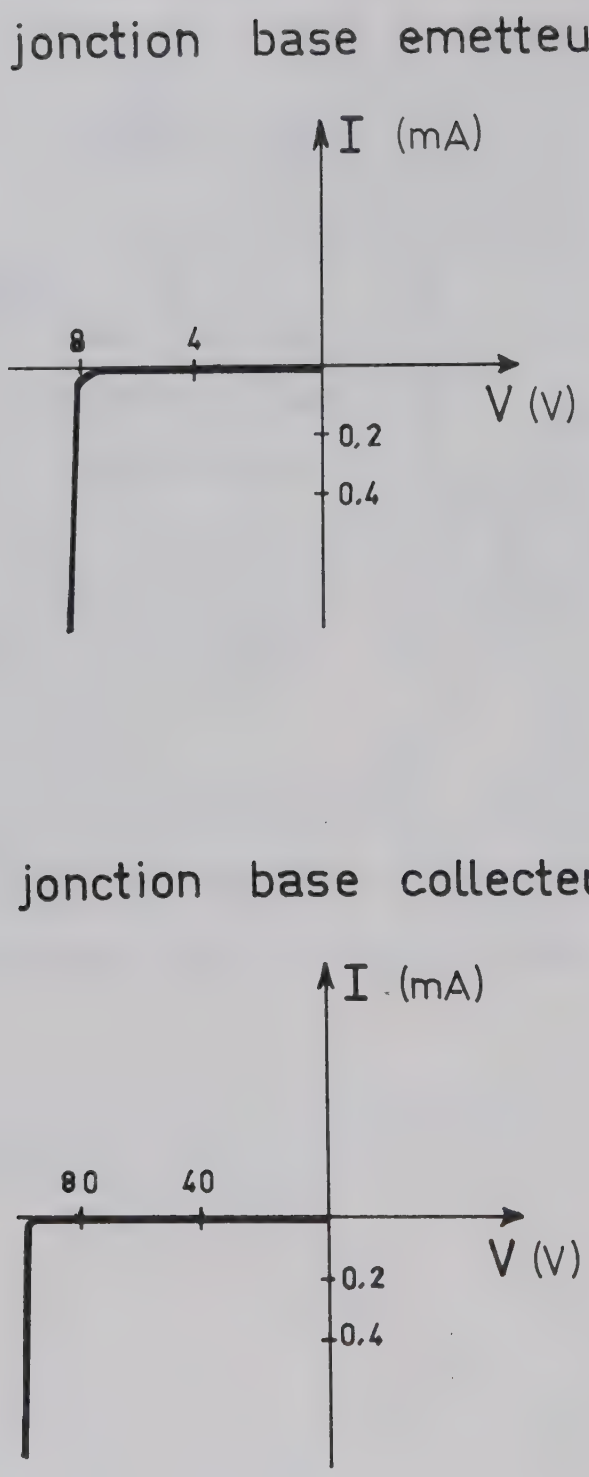


FIGURE I.14. Tensions de claquage des jonctions base-émetteur et base-collecteur.

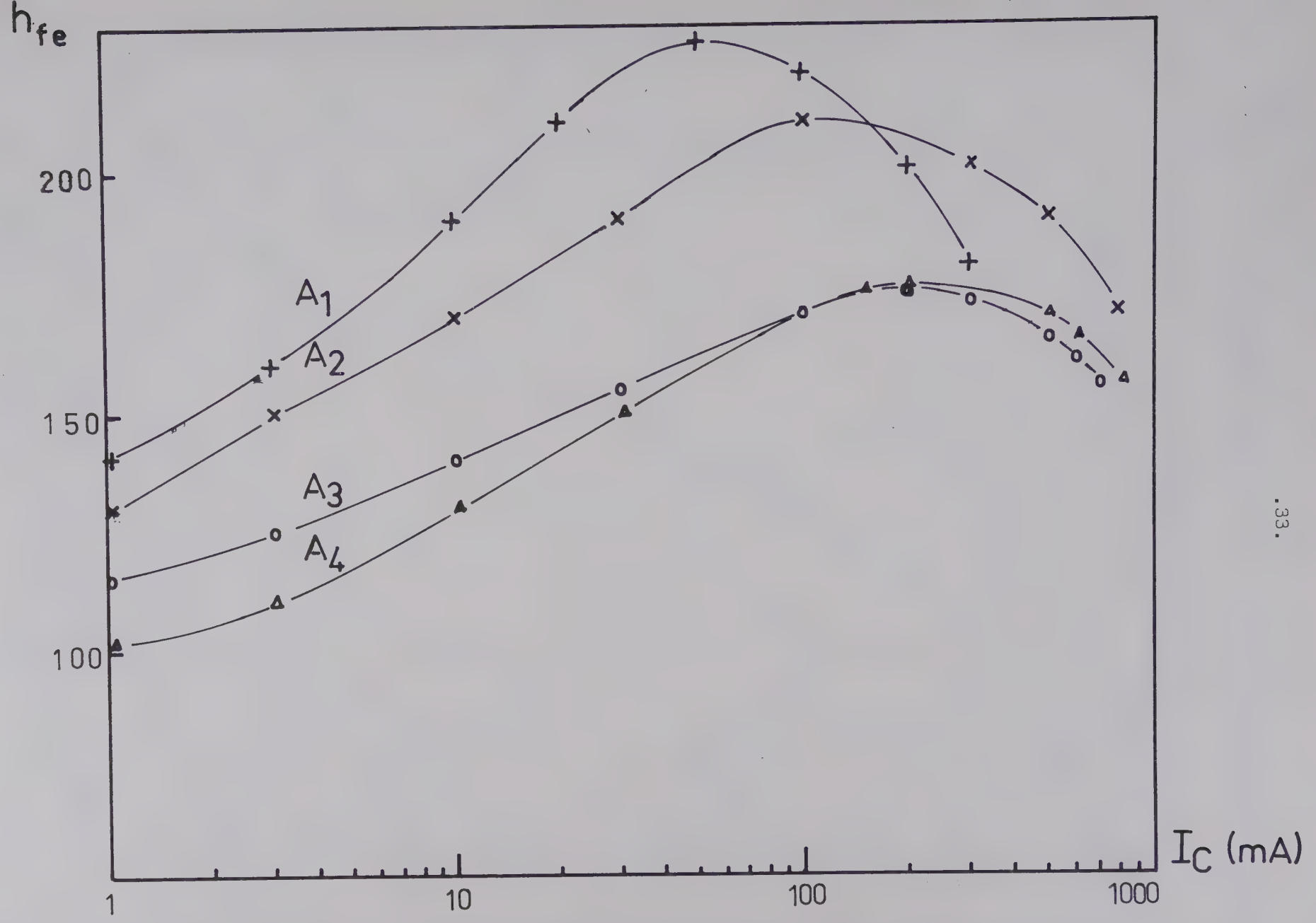


FIGURE I.15. Variations du gain en courant en fonction du courant collecteur.

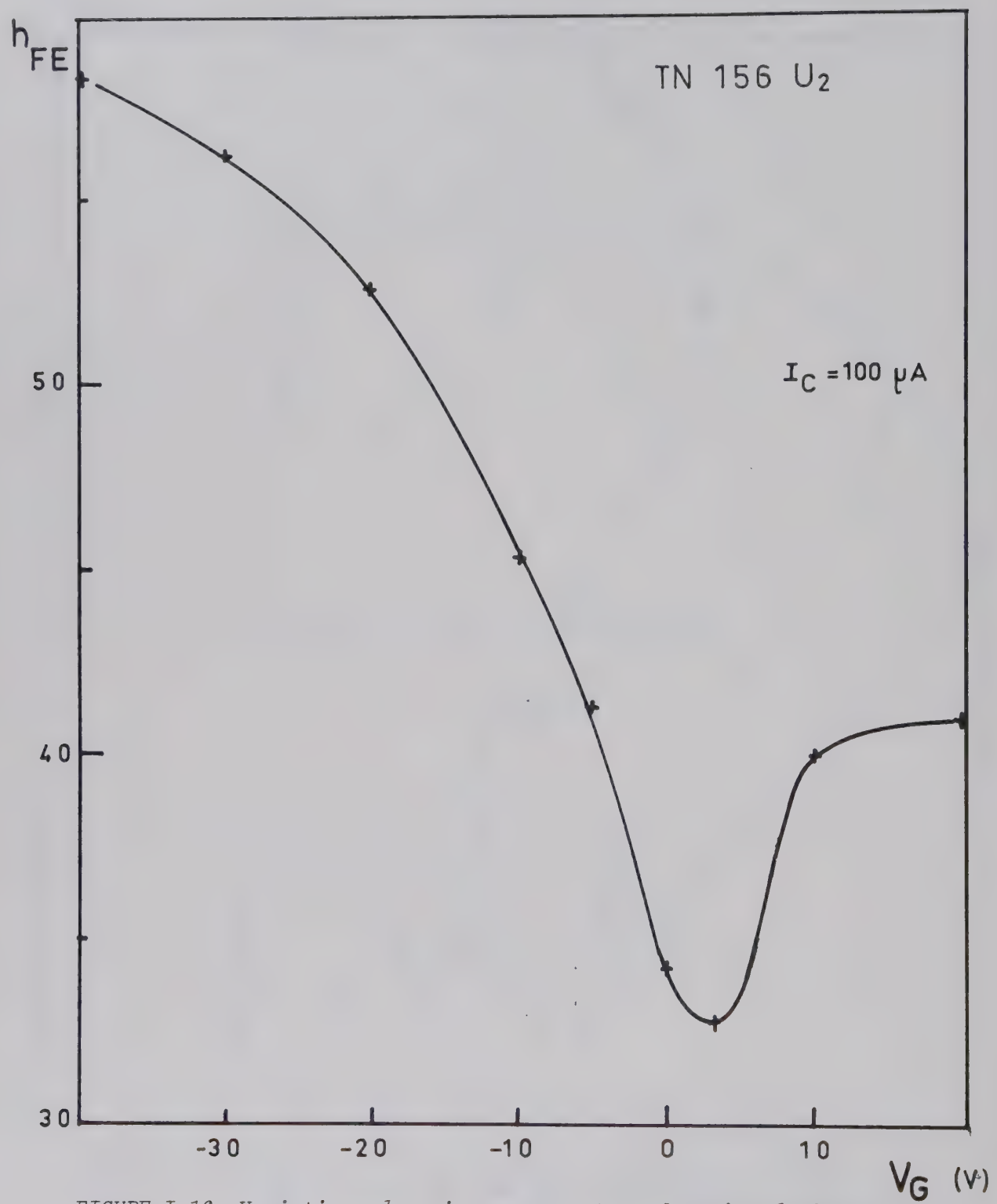


FIGURE I.16. Variations du gain en courant en fonction de la tension de grille.

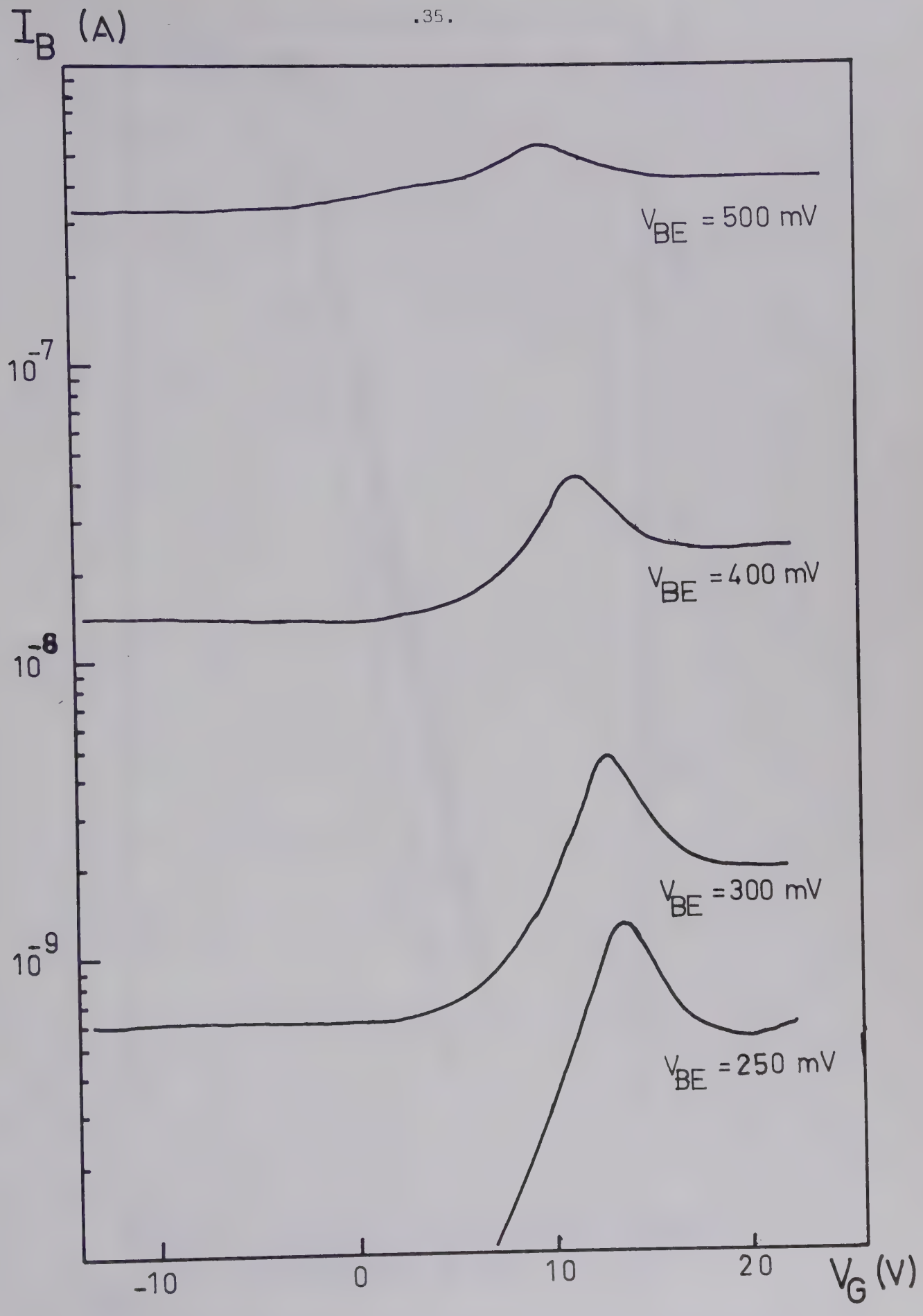


FIGURE I.17. Variations du courant de base en fonction de la tension de grille.

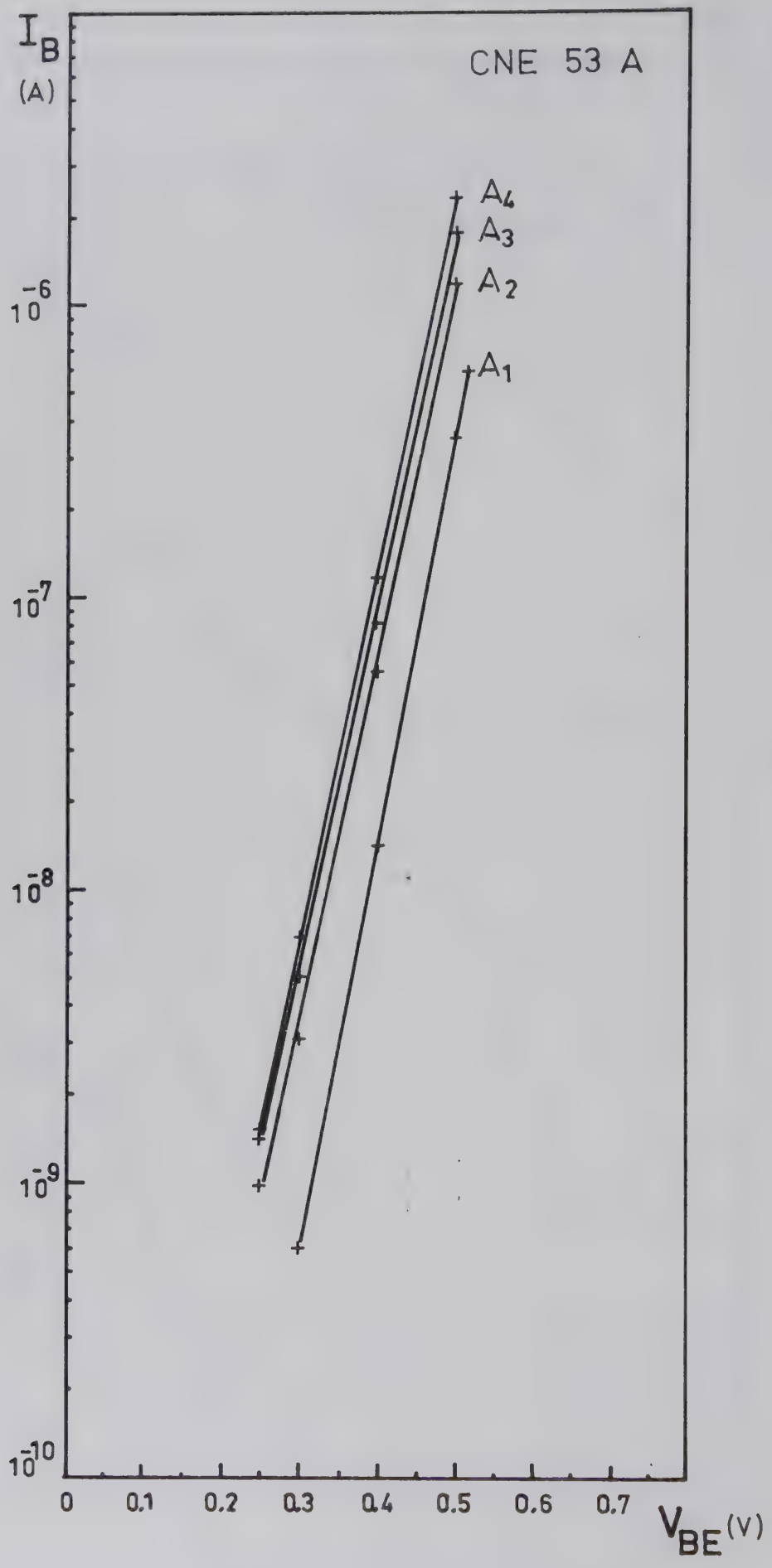


FIGURE I.18. Variations du courant de base en fonction de la tension base émetteur.

PARAMETRE		CONDITIONS DE MESURE	MESURE
Tension de claquage collecteur-base (V)		I_E = 0 mA I_C = 0.2 mA	V_{CBO} = 96
Tension de claquage émetteur-base (V)		I_C = 0 mA I_E = 0.2 mA	V_{EBO} = 7,8
Gain en courant h_{fe}	A_1 A_2 A_3 A_4	V_{Ce} = 10 v I_C = 10 mA V_G = 0 v T = 294° K	190 170 130 140
Gain maximum $h_{fe(max)}$	A_1 A_2 A_3 A_4	I_C = 50 mA I_C = 100 mA I_C = 200 mA I_C = 170 mA	225 210 173 175
Vitesse de recombinaison en surface s_o (cm/s)	A_1 A_2 A_3 A_4	V_{EB} = 300 mV V_{CB} = 0 v T = 294°K	16,54 16,71 16,71 17,69
Densité de charges dans l'oxyde $N_{SS} = Q_{SS/q}$ (cm^{-2})	A_1 A_2 A_3 A_4		$2.06\ 10^{12}$ $2.12\ 10^{12}$ $2\ \ 10^{12}$ $2,25\ 10^{12}$

TABLEAU I.2 - EXEMPLES DE CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES OBTENUES SUR LES DISPOSITIFS TETRODES

I.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, le processus technologique d'élaboration et les propriétés essentielles du transistor bipolaire commandable par effet de champ sont décrits.

Le processus de fabrication se différentie de celui des transistors bipolaires par l'adjonction d'une opération de piégeage des charges mobiles dans l'oxyde, la formation d'un oxyde propre au droit de la jonction émetteur-base, l'optimisation des conditions de manipulation des plaques en vue de la minimisation des défauts cristallins, et une modification des procédures de recuit. Typiquement, nos dispositifs sont caractérisés par une vitesse de recombinaison en surface s_o de l'ordre de 20 cm/s et une densité de charges fixes dans l'oxyde de l'ordre de $2.10^{12}/cm^2$.

Comparé aux meilleurs oxydes obtenus dans les laboratoires étrangers, la quantité de charge observée ici est plus élevée tandis que la vitesse de recombinaison en surface est du même ordre de grandeur voire inférieure. Dans les travaux futurs, l'effort technologique devra donc porter en priorité sur un essai de reduction de la densité de ces charges. Au plan électrique, la présence de ces charges se traduit par une translation des caractéristiques $I_B = f(V_G)$, qui ne modifie pas les propriétés fondamentales de ce composant. En particulier, on a vu que l'effet de modulation du courant de base et du gain en courant par la tension de grille sont clairement observables et que les caractéristiques sont stables dans le temps.

Comparé à l'oxyde recouvrant la plupart des transistors du commerce, celui élaboré par notre procédé est d'une manière générale de meilleure qualité. Dans ces conditions, au fur et à mesure que les composants du commerce s'amélioreront, il est probable que leur comportement tendra à se rapprocher de celui décrit dans les chapitres qui suivent, et en conséquence l'étude effectuée dans ce mémoire présentera d'une point de vue pratique son intérêt certain.

ANNEXE

PROCEDE DE FABRICATION DES TRANSISTORS TETRODES

1. Pastille de silicium

Fabricant : TOYO (Japon)
Cristal : CZOCHRALSKI
Orientation cristallographique : <111>
Dimensions géométriques : Epaisseur 220 µm
Diamètre 30 mm

2. Nettoyage

2.1. Trempage dans trichloroéthylène bouillant, durée 5mn
2.2. Trempage dans acétone bouillant, durée 10 mn
2.3. Rinçage avec eau désionisée à ébullition durée 5 mn
2.4. Oxydation chimique par trempage dans HNO_3 concentré bouillant, durée 10 mn
Rinçage dans eau désionisée bouillante, durée 10 mn, puis dans eau désionisée froide, durée 5 mn.
Séchage sous jet d'azote sec
2.5. Désoxydation par attaque chimique dans acide fluorhydrique concentré froid, durée 3 mn
Lavage dans eau désionisée bouillante durée 10 mn
Rinçage dans eau désionisée froide, durée 5 mn
Séchage sous jet d'azote sec

3. Oxydation thermique de la pastille

Le four utilisé est à 3 zones de chauffage, type KULICKE et SOFFA - Température 1150°C

Mode opératoire :

3.1. Balayage du four par HCl pendant 45 mn puis par de l'argon pendant 30 mn

3.2. Introduction des pastilles au milieu du four sous O_2 sec

3.3. Balayage du four par de l'oxygène chargé de vapeur d'eau.
Température eau : 80°C
Débit O_2 : 1,5 l/mn, durée d'oxydation : 45 mn

3.4. Recuit sous O_2 sec
Débit O_2 : 1,5 l/mn, durée d'oxydation : 30 mn.

3.5. Recuit sous argon
Débit Ar : 0,5 l/mn, durée 20 mn

3.6. Abaissement de la température du four par étapes de 50°C toutes les 15 mn jusqu'à àbtenir 700°C

3.7. Retrait lent des pastilles du four vitesse 8 cm/mn pendant 5 mn puis 1 cm/mn (3°C/mn)

4. Ouverture des fenêtres de diffusion de base

4.1. Nettoyage de la pastille : Trichloroéthylène
Acétone
Eau désionisée
Séchage sous jet d'azote sec

4.2. Séchage dans étuve
Température 110°C, durée 5 mn

4.3. Dépôt de résine photosensible positive SHIPLEY AZ 1350
par centrifugation : vitesse de rotation 5000 tours/mn, temps 20 s.
Température ambiante (25°C) hygrométrie 45%
Séchage dans étuve non ventilée,
Température 60°C, durée 15 mn
Plaquage du masque n° 1 ou n° 2 (Fig.I.7)
Exposition aux U.V. pendant 15 s.
Température ambiante

4.4. Ouverture des fenêtres de diffusion

Ouverture des fenêtres dans la résine

Développement dans une solution de AZ développeur à 50 %, durée 30 s.

Durcissement de la résine dans étuve

Température 110°C, durée 30 mn

Dépôt de cire apiezon au pinceau sur la face arrière de la pastille

Ouverture des fenêtres dans l'oxyde par trempage dans solution de :

NH_4F (115 g) + HF (40 ml) + H_2O DI (160 ml)

Contrôle de l'attaque chimique sous microscope

4.5. Dissolution cire apiezon au trichloroéthylène

Rinçage : a) acétone, b) eau désionisée

4.6. Dissolution résine photosensible restante par :

a) acétone, b) eau désionisée, c) H_2SO_4 (20 ml) + H_2O_2 (10 ml, 10 v)

Lavage de la pastille : a) eau D.I., b) acétone, c) eau D.I.

Séchage sous jet d'azote sec

Contrôle optique de la pastille.

5. Prédépôt de bore

5.1. Four : type KULICKE et SOFFA, à 3 zones de chauffe

Température 980°C

Source solide B_2O_3 à la température du four

5.2. Mode opératoire :

a) Introduction des pastilles dans le four

b) Balyage du four par Argon

Débit Ar : 0,4 l/mn. Durée 20 mn

c) Retrait des pastilles du four, vitesse : 7 cm/mn (3°C par minute)

6. Redistribution du bore

6.1. Four : type KULICKE et SOFFA à 3 zones

Température : 1150°C

6.2. Nettoyage de la pastille avec :

1) Trichloroéthylène

2) Acétone

3) Eau désionisée

4) Séchage sous jet d'azote sec

6.3. Mode opératoire :

a) Introduction des pastilles dans le four

b) Balayage du four par un bulle à bulle d'oxygène barbotant dans de l'eau à 100°C, durée 60 mn

c) Balayage du four par oxygène sec ; Débit 1,5 ^{l}/mn, durée 5 h.

6.4. a) Abaissement de la température du four de 1150°C à 700°C par étapes de 50°C toutes les 15 mn

b) Retrait lent des pastilles identique au paragraphe 3.7.

7. Ouverture des fenêtres de diffusion Emetteur

Processus identique à celui décrit au paragraphe 4 avec plaquage du masque n° 3 ou n° 4 (Fig. I.8).

8. Prédépôt de phosphore

8.1. Four : type KULICKE et SOFFA à 3 zones.

Température : 1050°C

Source liquide : $POCL_3$ à 20°C

Concentration 5000 ppm de phosphore dans le gaz

8.2. Mode opératoire :

a) Introduction des pastilles dans le four

b) Balayage du four par un "gaz vecteur" composé d'oxygène et d'azote
Débit O_2 : 200 ml/mn, débit N_2 : 244 ,35 ml/mn, durée 5 mn

c) Balayage par le gaz vecteur + un "gaz porteur" obtenu par barbotage d'azote dans $POCL_3$
Débit 55,65 ml/mn, durée 25 mn

d) Balayage du four par le gaz vecteur, durée 20 mn

e) Abaissement de la température du four de 1050°C à 700°C par étapes de 50°C toutes les 15 mn

f) Retrait semi-lent des pastilles, vitesse : 7 cm/mn ; lors de cette étape, une légère redistribustion s'effectue. Détermination de la résistance de couche $R_{\square}$ par la méthode des 4 pointes ; des profondeurs base et émetteur par attaque mécanique et révélation.

9. Formation d'un oxyde propre SiO_2 et redistribution

9.1. Nettoyage de la pastille avec :

a) Trichloroéthylène

b) Acétone

c) Eau D.I.

Séchage sous jet d'azote sec

9.2. Séchage dans une étuve

Température 110°C, durée 5 mn

9.3. Dépôt "d'isophine" par centrifugation

Vitesse de rotation 5000 tours/mn, temps 20 s.

9.4. Dépôt de résine photosensible. Processus identique à celui décrit aux paragraphes 4.3 à 4.6 inclus, avec plaquage du masque n° 5 ou n° 6 (Fig. I.9)

9.5. Elimination de "l'isophine" avec "l'isoclean"*

Mode opératoire :

a) Trempage de la pastille dans : NH_4 OH (1 vol) + H_2O_2 (1 vol), température 100°C durée 10 mn

b) Lavage de la pastille à l'eau désionisée

c) Trempage de la pastille dans : HC1 (1 vol) + H_2O_2 (1 vol), température 80°C, durée 10 mn.

d) Lavage de la pastille à l'eau désionisée

Séchage sous jet d'azote sec

9.6. Oxydation

Four de redistribution du phosphore, Température 1050°C

Mode opératoire :

a) Balayage du four par de l'oxygène chargé de vapeur d'eau à 80°C

Débit O_2 : 1,5 l/mn, durée 45 mn

b) Recuit sous O_2, sec

Débit 1,5 l/mn, durée 5 mn

c) Recuit sous Ar, Débit 0,5 l/mn , durée 90 mn

d) Abaissement de la température du four de 1050°C à 700°C par étapes de 50°C toutes les 15 mn

e) Retrait des pastilles hors du four, vitesse 8 cm/mn pendant 5 mn puis 1 cm/mn

* Isophine : promoteur d'adhésion de la résine - Produit Microimage 12/14, rue Montauban - 75015 PARIS

* Isoclean : produit d'attaque de l'isophine - Fournisseur Microimage

10. Ouverture des fenêtres de prise de contacts

Processus identique à celui décrit au paragraphe 4 avec plaquage des masques n° 7, 8, 9 ou 10 (Fig. I.10 et I.11).

11. Métallisation de la pastille

(face photogravée)

Enceinte : groupe à vide VEECO type VE 400

Procédé de métallisation : évaporation d'Al de pureté 99,999 %

Conditions de métallisation :

Pression 5.10^{-6} mn de Hg (pendant la métallisation)

Température du creuset : 800°C

Epaisseur d'Al déposé : 5000 Å

Vitesse d'évaporation : premier 1000 Å 3700 $Å/mn^{-1}$

jusqu'à 5000 Å 2000 $Å/mn^{-1}$

Dégazage substrat : 200°C

Métallisation à température ambiante.

12. Premier recuit

Four type ADAMEL TO5 HT

Température 500°C

Balayage four par azote hydrogéné (95 % N_2 ; 5 % H_2)

Débit 1,5 l/mn, durée 10 mn.

13. Gravure des électrodes de contact

13.1. Processus identique à celui décrit aux paragraphes 4.1 à 4.5 inclus avec plaquage du masque n° 11 ou 12 (Fig.I.12)et durcissement de la résine non plus à 110°C mais à 60°C

13.2. Gravure chimique des contacts :

a) Trempage dans une solution composée de :

$H_3 PO_4$ (200 ml) + HNO_3 (25 ml) + H_2O (35 ml)

Bain homogénéisé par Ultra-sons

b) Lavage de la pastille à l'eau D.I.

13.3. Dissolution de la résine photosensible :

a) Trempage dans acétone

b) Lavage pastille eau D.I.

c) Séchage sous jet d'azote sec

14. Décapage de la face arrière

14.1. Protection de la face avant avec de la cire apiezon déposée au pinceau

14.2. a) Décapage de l'oxyde par le bain indiqué au paragraphe 4.1.

b) Lavage à l'eau D.I.

c) Attaque de la cire apiezon par du trichloroéthylène

15. Deuxième recuit - Alliage des contacts

Four type ADAMEL TO5HT

Température 500°C

Balayage four par azote hydrogéné (95 % N_2 ; 5% H_2)

Débit 1,5 l/mn, durée 10 mn.

16. Opérations Finales

a) Découpage au diamant

b) Lavage acétone, eau D.I. Séchage à 100°C dans étuve

c) Soudure sur embase dorée, par formation de l'eutectique or-silicium (370°C) à une température de 420°C

d) Microsoudure des fils de connexion (Al 1% Si) de Φ 25 µm par ultra sons

c) Encapsulage non hermétique.

REMARQUES

1) Bains d'attaque chimique renouvelés à chaque opération
2) Argon et Azote séchés par passage sur tamis moléculaire préalablement séché.

CARACTERISTIQUES DES PRODUITS UTILISES

GAZ

N_2 par évaporation azote liquide

O_2 $N_{48} \longrightarrow O_2 > 99{,}998\ \%$ $\left\{ \begin{array}{l} H_2O < 3 \text{ ppm} \\ CO_2 < 0{,}2 \text{ ppm} \\ CH_4 < 0{,}2 \text{ ppm} \end{array} \right.$

A_r $N_{55} \longrightarrow A_r > 99{,}9995$ $\left\{ \begin{array}{l} O_2 < 1 \text{ ppm} \\ H_2O < 2 \text{ ppm} \\ CH_4 < 0{,}5 \text{ ppm} \end{array} \right.$

$N_2 + H_2 \longrightarrow H_2 = 5 \pm 0{,}5\ \%$
$O_2 < 5$ ppm
$H_2O < 5$ ppm

QUARTZ

Qualité soufflée au chalumeau

Double tube dans four :

a) quatz opaque
b) quatz transparent

EAU DESIONISEE

Résistivité $> 18\ M\Omega.cm$

PRODUITS CHIMIQUES

Grade électronique.

CHAPITRE II

Etude du Bruit de Fond des Transistors Tétrodes.

II.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, le comportement en bruit de fond, des transistors tétrodes fabriqués suivant le processus décrit dans le premier chapitre, est caractérisé dans le domaine des basses et moyennes fréquences.

L'intérêt de cette caractérisation provient du fait que dans le cas général les propriétés de bruit de fond du composant sont fixées non seulement par les mécanismes fondamentaux régissant le fonctionnement du composant mais aussi par les mécanismes parasites inhérents à toute réalisation. L'influence de ces mécanismes sur le comportement en régime statique, dynamique petit signal et en bruit de fond étant différentiée, l'étude du bruit de fond contribue efficacement à la mise en évidence et à l'identification de chacun de ces mécanismes. Par exemple, l'existence de bruit en créneaux (30) dans les transistors bipolaires révèle d'une manière non destructive la présence de défauts cristallins à la jonction émetteur-base (7).

A la surface, parallèlement aux charges situées dans l'oxyde et aux centres de recombinaison situés à l'interface, il existe (7, 31) dans l'oxyde près de l'interface des pièges désignés par de nombreux auteurs par l'expression états lents de surface. Ces pièges n'ont aucun effet notable sur le comportement en régime statique du transistor et, par suite, ils n'ont pu être mis en évidence dans le premier chapitre. Or ces pièges sont une source importante de bruit de fond (7, 31, 32). Leur densité est donc au même titre que s_o ou Q_{SS} une grandeur caractéristique de la couche d'oxyde superficielle qu'il faut déterminer.

Par ailleurs, les accroissements du courant de base associés à la formation d'une couche d'appauvrissement en surface ont été attribués à l'existence de centres de recombinaison. Si cette interprétation est correcte, ils doivent donner naissance à une source supplémentaire de bruit (33, 34). La mise en évidence de cette source doit donc en premier lieu confirmer ou infirmer l'interprétation précédente. En outre, comme les paramètres de cette source ne sont pas encore connus avec

précision, un autre intérêt de l'étude est d'en préciser les valeurs.

Ce chapitre est divisé en trois parties essentielles qui sont :

- la description du dispositif de mesure utilisé,
- la présentation des résultats obtenus,
- l'interprétation de ces résultats avec l'aide des travaux antérieurs effectués dans ce domaine.

x x

x

II.2. GENERALITES

II.2.1. Sources de bruit de fond dans les semiconducteurs

A notre connaissance, il n'existe pas de classification définie des sources de bruit de fond dans les dispositifs à semiconducteurs. On distingue parfois les sources dites normales des sources dites en excès. Cependant une même source peut être rangée par certains auteurs dans la première catégorie et par d'autres dans la seconde. Pour notre part, nous préférons distinguer les sources dont l'origine physique est assez bien connue de celles dont les mécanismes sont mal connus.

II.2.1.1. Sources dont l'origine physique est assez bien connue

Dans un composant à semiconducteur à l'échelle microscopique, les sources de bruit élémentaires fondamentales sont dues aux phénomènes de diffusion et de génération-recombinaison des porteurs.

Le bruit de diffusion est dû au mouvement désordonné des porteurs libres se déplaçant sous l'influence de la température ou d'un champ électrique faible et subissant de multiples collisions avec le réseau cristallin. Ainsi, le bruit de diffusion englobe le "bruit thermique" mis en évidence par Johnson sur les éléments résistifs (35) et le bruit associé au passage du courant dans une jonction. Ce dernier a les mêmes propriétés que le bruit de "grenaille" observé par Schottky sur les diodes à vide (36). Bien que les mécanismes physiques soient différents le bruit des jonctions est également appelé bruit de grenaille.

Le bruit de génération-recombinaison résulte de la présence d'atomes d'impuretés et de défauts cristallins dans un semiconducteur. Ils provoquent généralement la création de niveaux d'énergie discrets dans la bande interdite qui favorisent le passage des électrons et des trous d'une bande à l'autre (processus de génération-recombinaison).

II.2.1.2. Sources dont l'origine physique ou les mécanismes de génération sont mal connus

Dans la plupart des composants, on peut observer, en basse fréquence, deux sources supplémentaires de bruit qui sont le bruit en 1/f et le bruit en créneaux.

Le bruit en 1/f, parfois aussi appelé bruit en excès, se caractérise par une densité spectrale suivant une loi en $1/f^{\delta}$ avec $\delta \simeq 1$. Cette source fera l'objet d'une étude plus approfondie dans les prochains paragraphes.

Le bruit en créneaux se caractérise par des sauts brusques du niveau moyen de bruit de l'élément entre 2 ou 3 niveaux préférentiels, la durée de ces sauts étant aléatoire. L'existence du bruit en créneaux est liée à la présence de défauts localisés, le plus souvent situés dans la zone latérale des jonctions (7, 30). Notre étude ne portant pas sur ce phénomène, nous avons choisi des tétrodes exemptes de bruit en créneaux pour nos expériences.

II.2.2. Représentation usuelle du bruit de fond des dipôles et des quadripôles

Les modèles généralement utilisés représentent un composant électronique réel par un composant électronique "idéal" exempt de bruit, auquel est associé un certain nombre de générateurs en tension ou en courant simulant le bruit. Ces générateurs sont définis de telle façon que la grandeur caractéristique de sortie du modèle et de celle de l'élément réel soient identiques.

II.2.2.1. Cas des dipôles

Dans un dipôle, le bruit peut être représenté par un générateur de tension e placé en série avec l'élément (Fig. II.1).

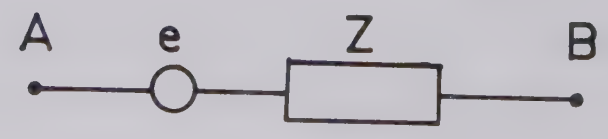


FIGURE II.1. Schéma électrique équivalent à un dipôle passif d'impédance Z en tenant compte de son bruit de fond.

La valeur quadratique moyenne du générateur e peut s'exprimer sous la forme suivante :

(II.1) $$\overline{e}^2 = 4kTR_N \Delta f$$

avec k la constante de Boltzman
T la température en °K
Δf un intervalle élémentaire de fréquence
R_N la résistance de bruit du dipôle.

Dans les éléments résistifs, dont le bruit est du bruit thermique, la résistance R_N est égale à la partie réelle de l'impédance du dipôle.

On peut également simuler le bruit du dipôle par un générateur de courant i placé en parallèle avec l'admittance en régime dynamique petits signaux. Dans le cas d'une jonction dont la source de bruit prépondérante est le bruit de grenaille, la valeur quadratique de i est donnée pár :

(II.2. $$\overline{i}^2 = 2qI\Delta f$$

où q est la charge de l'électron
I le courant traversant la diode.

Enfin, les Ingénieurs utilisent aussi la notion de courant de bruit équivalent au bruit du dipôle. Ce courant noté I_N dans ce qui suit, est défini comme

$$I_N = \frac{\overline{i}^2}{2q\Delta f}$$

II.2.2.2. Cas des quadripôles

Deux sources de bruit sont nécessaires pour caractériser un quadripôle actif bruyant (37).

Parmi les représentations possibles, on utilise le plus souvent un générateur de bruit en tension e_T et une source de bruit en courant i_T

placés comme il est montré sur la Figure II.2.

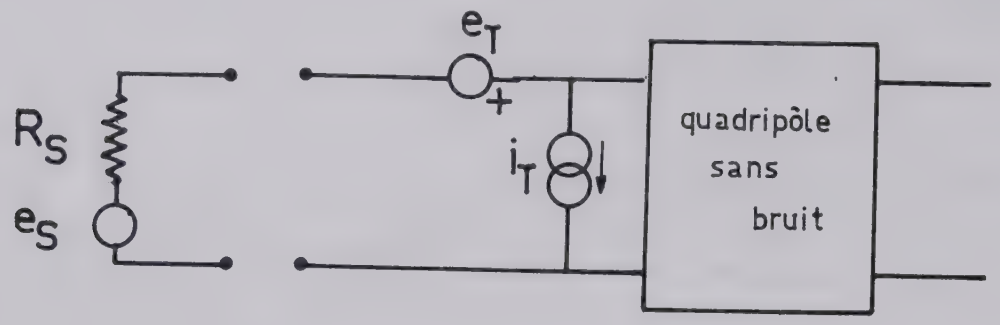


FIGURE II.2. Représentation d'un quadripôle bruyant.

Lorsque le quadripôle est connecté à une source de résistance R_S dont le bruit propre est e_s , on peut caractériser le bruit de l'ensemble source-quadripôle par le facteur de bruit F.

$$(II.3) \quad F = \frac{|\overline{e_T + R_S i_T}|^2 + |\overline{e_S}|^2}{|\overline{e_S}|^2} = 1 + \frac{|\overline{e_T + R_S i_T}|^2}{|\overline{e_S}|^2}$$

En basse fréquence, on utilise en pratique la formule équivalente :

$$F = F_{min} + \frac{R_N}{R_S} \cdot \frac{(R_{S0} - R_S)^2}{R_{S0}^2}$$

dans laquelle R_{so} est la valeur de la résistance de source pour laquelle le facteur de bruit est minimum F_{min}, R_N est la résistance équivalente de bruit définie par $\frac{|\overline{e_T}|^2}{4kT\Delta f}$.

$$R_{S0} \simeq \sqrt{\frac{|\overline{e_T}|^2}{|\overline{i_T}|^2}} \; ; \quad F_{min} \simeq 1 + \frac{1}{2kT\Delta f}\left[\mathcal{R}_e\left(\overline{e_T i_T}^*\right) + \sqrt{|\overline{e_T}|^2 |\overline{i_T}|^2}\right]$$

II.3. CARACTERISATION EXPERIMENTALE DU BRUIT DE FOND DANS LA GAMME DES BASSES ET MOYENNES FREQUENCES

II.3.1. Bruit de fond aux moyennes fréquences : Détermination du facteur de bruit

II.3.1.1. Principe de la mesure

Considérons un transistor fermé sur une source d'impédance R_S (Fig. II.3).

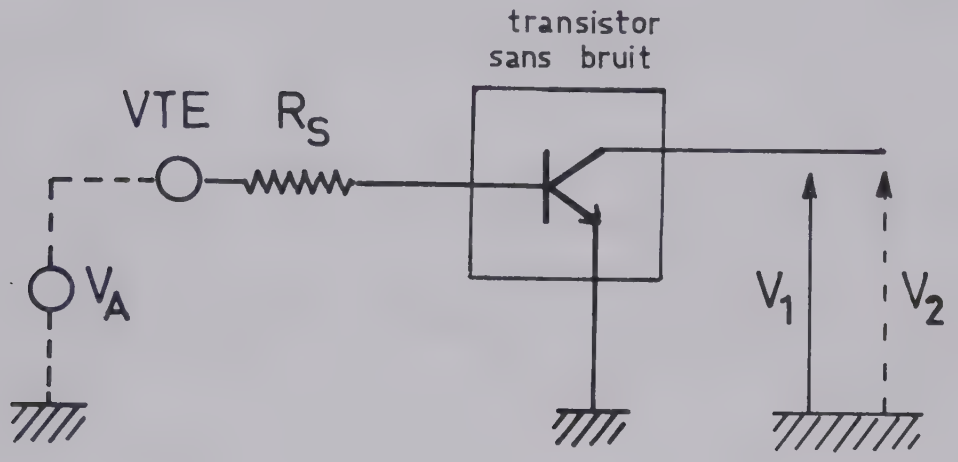


FIGURE II.3. Principe de la mesure du facteur de bruit.

Le principe pour la détermination du facteur de bruit est celui des 3 mesures dû à Van der Ziel (38). Il consiste à mesurer d'abord le bruit de sortie V_1^2 dû au transistor et à la résistance de source, puis à introduire un générateur de tension de bruit V_A^2, en série avec R_S, de manière à doubler approximativement V_1^2 : on obtient V_2^2.

Une mesure directe, à l'atténuation d'entrée près, de la tension ajoutée permet de calculer le facteurde bruit F.

Par définition :

$$F = \frac{\overline{V_{TE}^2}}{4kTR_S\Delta f} \qquad \text{si} \quad \overline{V_{TE}^2} \quad \text{est}$$

le générateur de bruit dû à R_S et au transistor et Δf la largeur de bande choisie pour la mesure.

En exprimant VTE^2 en fonction des tensions de bruit en sortie, F s'écrit aussi :

$$F = \frac{\overline{V_A}^2}{4kTR_S\Delta f}\left[\frac{\overline{V_1}^2}{\overline{V_2}^2 - \overline{V_1}^2}\right]$$

A bas niveau de polarisation, nous devons tenir compte du bruit V_{CH} de la chaîne.

Ainsi :
$$F = \frac{\overline{V_A}^2}{4kTR_S\Delta f}\left[\frac{\overline{V_1}^2 - \overline{V_{CH}}^2}{\overline{V_2}^2 - \overline{V_1}^2}\right]$$

II.3.1.2. Dispositif expérimental

La chaîne de mesure utilisée pour la détermination du facteur de bruit a été réalisée par Caminade et Le Gac (39, 40). Elle est opérationnelle de 1 KHz à 3 MHz. Nous l'avons représenté en Figure II.4.

Le transistor à étudier est monté en émetteur commun dans un circuit conçu pour permettre facilement le changement de la résistance de source R_S. La tension de bruit apparaissant sur le collecteur du transistor est amplifiée et mesurée par un voltmètre sélectif (type Hewlett Packard - Modèle 312 B). Un atténuateur variable de précision permet de s'affranchir au maximum des non linéarités de l'appareil de mesure. Les fluctuations du signal obtenu à la sortie analogique de l'analyseur d'onde sont intégrées par une cellule résistance capacité. La lecture se fait alors sur un simple voltmètre continu.

La minimisation des différentes causes d'erreurs est obtenue :

- en choisissant des alimentations faible bruit,
- en protégeant le transistor à tester par un blindage électromagnétique et en effectuant les mesures en cage de Faraday.

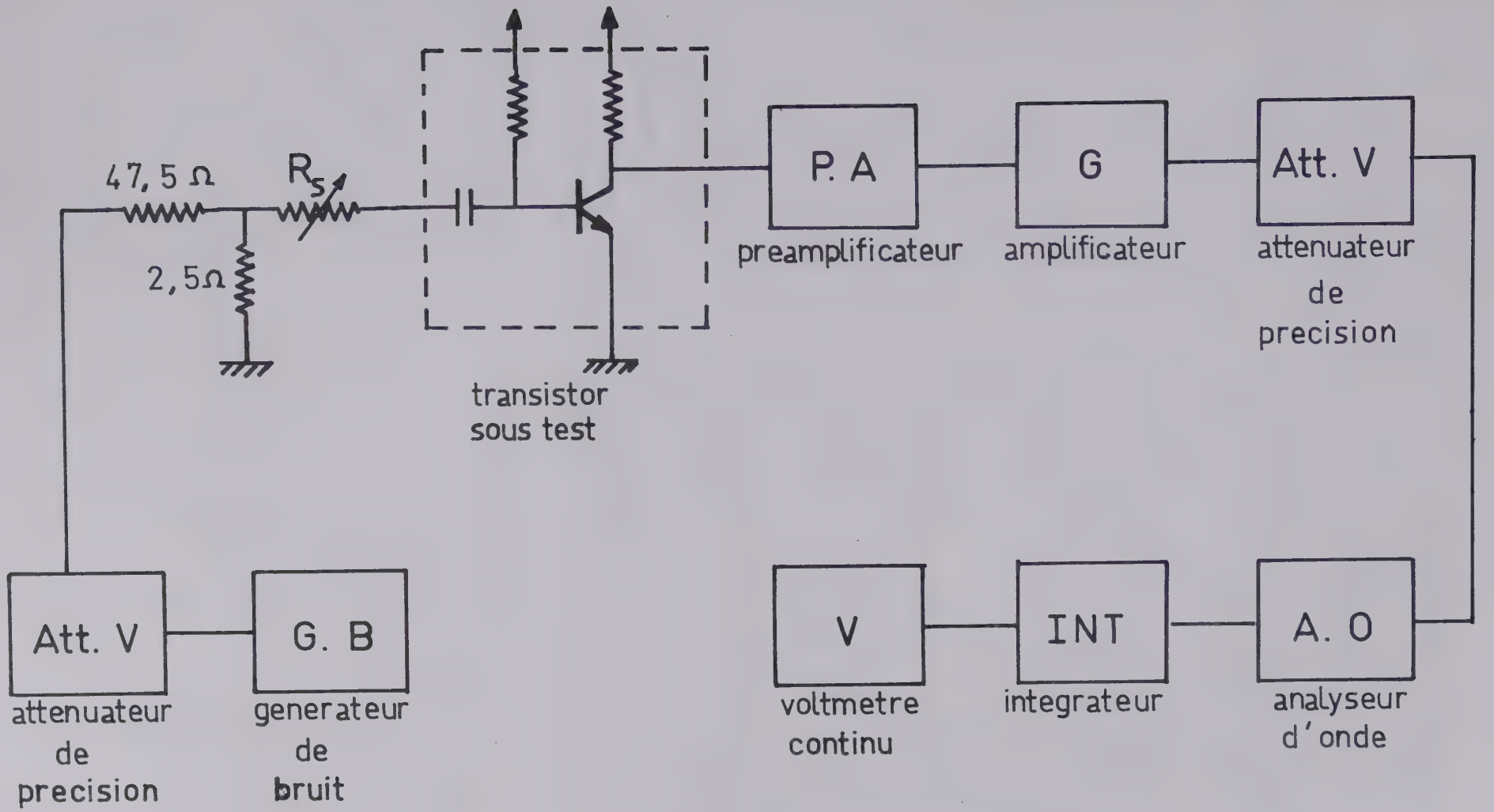


FIGURE II.4. Schéma bloc du dispositif de mesure en moyennes fréquences

Précision des résultats

Par le voltmètre sélectif, nous n'avons accès qu'à la puissance instantanée P du signal. Or, il est nécessaire de connaître la puissance moyenne $\overline{P}$ pour déterminer la densité spectrale S(f) puisque par définition (41) :

(II.5) $$\overline{P}(f_2 - f_1) = \int_{f_1}^{f_2} S(f)\, df$$

pour un signal tel que :

$S(f) \neq 0$ si $f_1 \leqslant f \leqslant f_2$ et
$S(f) = 0$ si $f < f_1$ et $f > f_2$

avec $f_2 - f_1 = \Delta f$

Pour des processus gaussiens tels que le bruit en 1/f, le bruit de diffusion, et le bruit de génération recombinaison, la puissance moyenne peut cependant être estimée, en effectuant sur un temps suffisamment long τ , la moyenne de la puissance instantanée. La précision relative obtenue sur cette estimation est égale à (42)

(II.6) $$\frac{\Delta P}{\overline{P}} = \frac{1}{\sqrt{\tau \Delta f}}$$

si le signal est préalablement filtré à travers un filtre passe bande étroit de largeur Δf . ΔP désigne la valeur efficace des fluctuations de P autour de $\overline{P}$. Cette relation montre que dans le cas des fréquences moyennes, en prenant une largeur de bande Δf = 1 KHz et pour un temps d'analyse de 1 seconde, la précision obtenue est de l'ordre de 3 %.

Pour la détermination de S(f) à une fréquence f_o, nous avons considéré le spectre constant dans l'intervalle de fréquence $\Delta f = f_2 - f_1$ autour de f_o. Ainsi, la relation (II.5) devient dans ces conditions :

$$\text{(II.7)} \qquad \overline{P}(\Delta f) = S(f_o)\,\Delta f \quad \Rightarrow \quad S(f_o) = \frac{\overline{P}(\Delta f)}{\Delta f}$$

Pour minimiser l'erreur introduite par cette simplification, il est nécessaire de choisir une largeur de bande aussi petite que possible. On montre (7) que, quel que soit le spectre étudié, on peut le considérer constant si Δf est inférieur ou égal à $\frac{f_o}{5}$.

L'utilisation du voltmètre sélectif pour les mesures de bruit de fond nécessite une correction sur la valeur réellement lue. En effet, l'étalonnage de cet appareil est généralement effectué pour un signal d'entrée sinusoïdal et l'on doit le corriger pour des mesures de bruit. En pratique, l'indication du volmètre est inférieure d'un facteur $2/\sqrt{\pi}$ à la racine carrée de la valeur quadratique moyenne d'un signal de bruit gaussien.

Compte tenu de ce dernier facteur, on estime le résultat connu avec une incertitude de 5 %.

II.3.2. Détermination des paramètres de bruit

D'après (II.3) le facteur de bruit peut se mettre sous la forme :

$$F = \frac{A}{R_S} + B + CR_S \quad \text{avec} \quad \begin{cases} A = \dfrac{\overline{|e_T|^2}}{4kT\Delta f} \\ B = 1 + \dfrac{2\,\mathcal{R}e\,(\overline{e_T i_T^*})}{4kT\Delta f} \\ C = \dfrac{\overline{|i_T|^2}}{4kT\Delta f} \end{cases}$$

La mesure de F pour 3 valeurs de la résistance de source R_S permet de déterminer les coefficients A, B, C et les paramètres F_{min}, R_N et R_{So} définis dans le paragraphe II.2.2.2.

Pour améliorer la précision, la mesure de F est en fait effectuée pour 14 valeurs de R_S telles que $10\,\Omega \leqslant R_S \leqslant 221\ K\Omega$ et l'on utilise un programme de regression numérique pour estimer la valeur la plus probable de A, B, et C (40).

II.3.3. Mesure du bruit de fond en très basse fréquence

La méthode utilisée au paragraphe II.3.1. nécessite comme nous l'avons vu, deux mesures de bruit pour la détermination d'une valeur de la densité spectrale. Si nous considérons la précision des résultats donnée par l'équation (II.6), nous voyons que pour évaluer $\overline{P}$ avec une précision de 10% dans le cas où $\Delta f = 1$ Hz, la moyenne temporelle doit être effectuée sur un échantillon de bruit d'une durée $\tau = 100$ s ce qui nous conduit à des temps d'analyse très importants. En fait, nous verrons dans ce qui suit que dans le domaine des très basses fréquences, le bruit en excès est prédominant. Ce bruit présente la particularité d'être un bruit en courant.

II.3.3.1. Principe de la méthode adoptée

Pour déterminer directement le bruit en courant de notre composant, nous avons choisi tout d'abord une résistance de source très grande. Le principe pour la détermination de ce générateur de bruit est le suivant :

Pour la fréquence d'étude choïsie, il consiste à mesurer d'abord le bruit en sortie $\overline{V_{S1}^2}$ puis à introduire un signal sinusoïdal E_G qui nous permet par l'évaluation du gain de la chaîne, de nous ramener au générateur équivalent de bruit en courant du transistor.

En l'absence de signal sinusoïdal le schéma équivalent du dispositif de mesure est représenté en Figure II.5 dans lequel :

- i_F représente le générateur équivalent de bruit en courant du transistor,

- e_s , le générateur équivalent de bruit en tension de la résistance de source R_S ,
- R_E , la résistance d'entrée du schéma équivalent du transistor,
- R_C , la résistance de charge,
- A , le gain de l'amplificateur dont le bruit peut être négligé,
- h_{fe}, le gain en courant du transistor.

La tension V_{S_1} s'écrit :

$$v_{s1} = G R_c h_{fe} \left(\frac{e_s + R_s i_f}{R_s + R_E} \right)$$

dont la valeur quadratique moyenne, en basse fréquence est :

$$\overline{|v_{s1}|^2} = \left(\frac{G h_{fe} R_c}{R_E + R_s} \right)^2 \left(\overline{|e_s|^2} + R_s^2 \overline{|i_F|^2} \right)$$

les générateurs de bruit e_S et i_F ayant des origines physiques différentes ne sont pas corrélés.

Lorsque nous injectons un signal sinusoïdal E_G à l'entrée (amplitude de l'ordre de dix fois supérieure à celle du bruit), le schéma équivalent du dispositif de mesure devient alors celui représenté en Figure II.6.

La tension de sortie V_{S_2} s'écrit :

(II.9) $$v_{s2} = G R_c h_{fe} \left(\frac{E_G}{R_E + R_s} \right)$$

Si l'on pose $G' = \frac{V_{S_2}}{E_G}$, des expressions (II.8) et (II.9), nous déduisons la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en courant du transistor :

(II.10) $$\overline{|i_F|^2} = \left(\frac{\overline{|v_{s1}|^2}}{G'^2} - \overline{|e_s|^2} \right) \frac{1}{R_s^2}$$

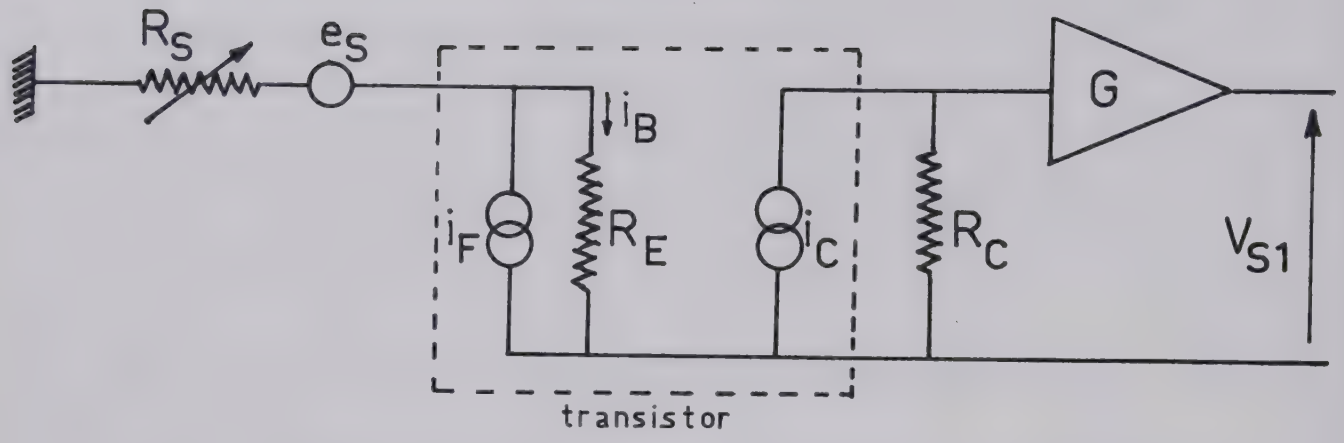


FIGURE II.5. Schéma équivalent du dispositif de mesure en très basse fréquence.

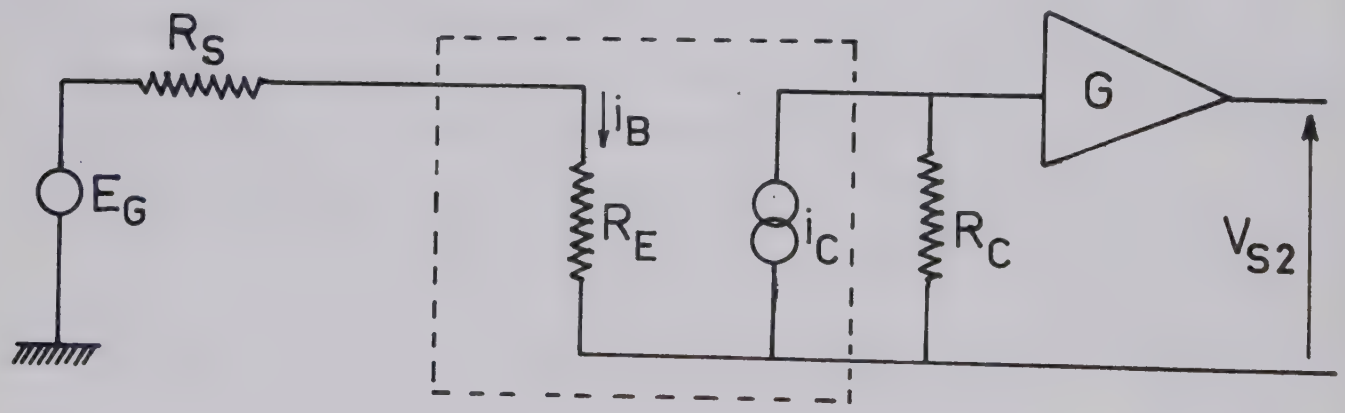


FIGURE II.6. Schéma équivalent du dispositif de mesure sans bruit en très basse fréquence.

II.3.3.2. Dispositif expérimental

La Figure II.7 représente le dispositif expérimental mis au point par Blasquez et Arsalane (7, 43) pour les mesures de bruit en basse fréquence (10 Hz $\leqslant$ f $\leqslant$ 5KHz).

Le transistor à étudier est monté en émetteur commun dans un circuit conçu pour permettre, d'une part, le changement de résistance d'attaque de courant et de tension collecteur, et d'autre part, la mesure du gain dynamique. La tension apparaissant sur le collecteur attaque un préamplificateur différentiel, de très hautes performances. La linéarité et la dynamique de cet appareil sont suffisantes pour ne pas entraîner une distorsion ou un écrétage du signal. Ainsi amplifié, le signal est ensuite mesuré par un voltmètre sélectif (type QUAN TECH modèle 304) dont la largeur de bande est réglable : 1, 10 ou 100 Hz.

La minimisation des différentes causes d'erreurs est obtenue :

- en éliminant les signaux induits par un blindage électrostatique et électromagnétique,
- en choisissant des sources d'alimentation faible bruit telles que des accumulateurs ou des piles électriques,
- en utilisant des résistances bobinées où à couche métallique qui sont exemptes de bruit en 1/f si l'intensité du courant qui les traverse est faible,
- en plaçant le transistor dans une enceinte dont les variations de la température interne sont lentes (constante de temps d'une heure environ) et n'excédent pas 0,01°C.

Précision des résultats

Comme dans le cas des moyennes fréquences, la précision des résultats se déduit des équations (II.6) et (II.7) à laquelle doit s'ajouter l'incertitude sur la mesure du bruit V_{S1} , dûe à l'utilisation d'un voltmètre sélectif.

Globalement, la précision des mesures peut être estimée à 10% environ.

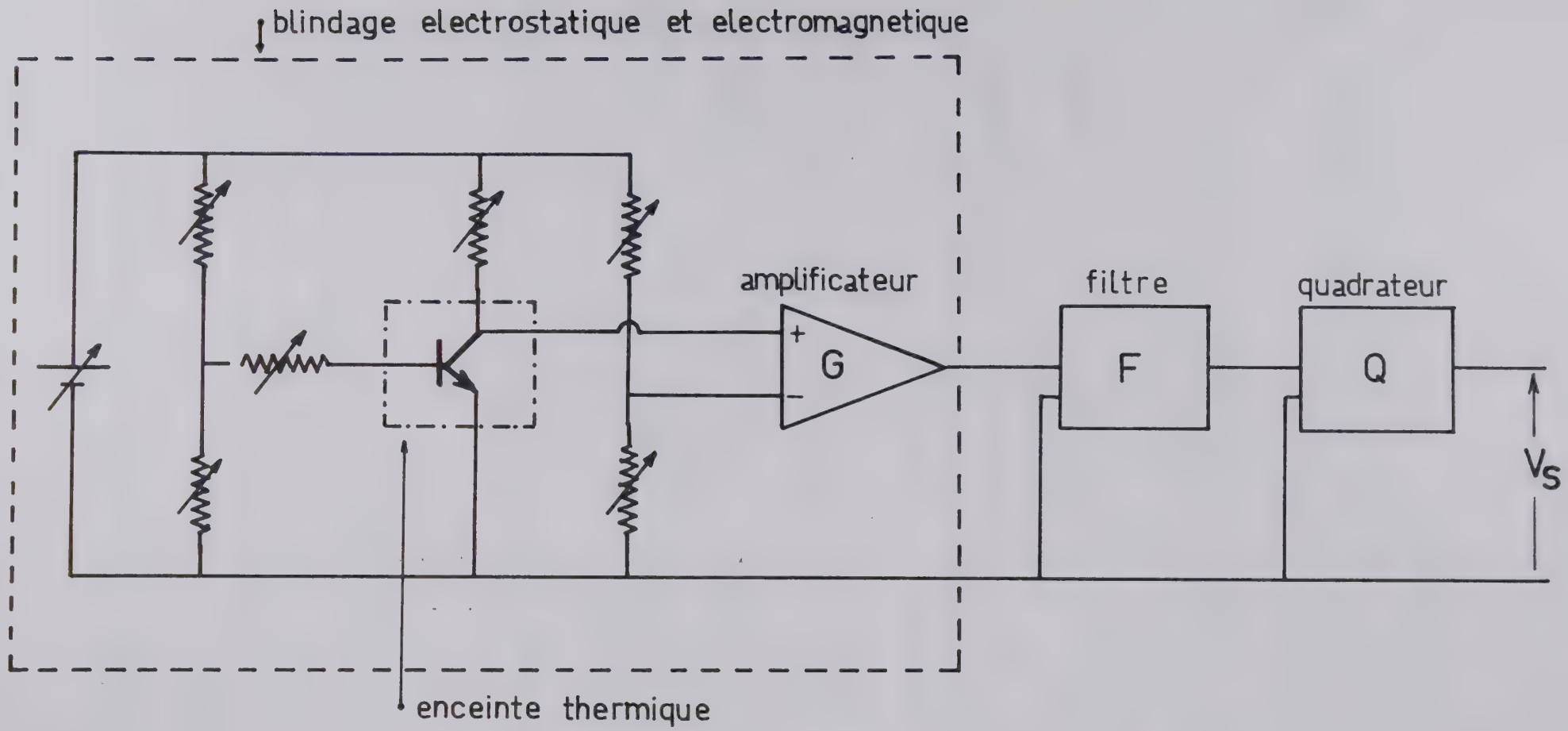


FIGURE II.7. Schéma du dispositif de mesure en Basse Fréquence.

II.4. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les transistors tétrodes que nous avons caractérisés sont ceux dont le processus technologique est décrit au Chapitre I.

La série CNE 53 a été réalisée sur substrat épitaxié.

Les séries TN 156, TN 163 et TN 166 ont été réalisées sur substrat monocristallin.

Rappelons que leurs caractéristiques physiques ont été données dans le Tableau I.1.

II.4.1. Description des résultats obtenus

Cas des très basses fréquences

La Figure II.8 représente pour 2 valeurs différentes de courant collecteur, les variations obtenues sur la tétrode TN 163 D_2, de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit équivalent $\overline{|i_T|^2}$ en fonction de la fréquence pour une tension de grille de + 5 v, et pour une tension constante collecteur-émetteur de 3 volts.

Les variations de $\overline{|i_T|^2}$ a un même niveau de polarisation de la jonction émetteur-base (V_{EB} = 560 mV) pour 2 valeurs du courant de base (I_B = 11, 7 µA, V_G = - 30 v et I_{BM} = 14,5 µA, V_G = + 6,75 v) sont données sur la Figure II.9.

Les différents spectres obtenus présentent aux basses fréquences et jusqu'à 1 KHz une dépendance en $1/f^{\delta}$ avec $\delta \simeq 1$, cela pour toutes les tétrodes testées.

En fonction de la tension collecteur-émetteur, pour un courant collecteur constant, le bruit ne montre pas des variations significatives tant que les processus d'avalanche ne se produisent pas.

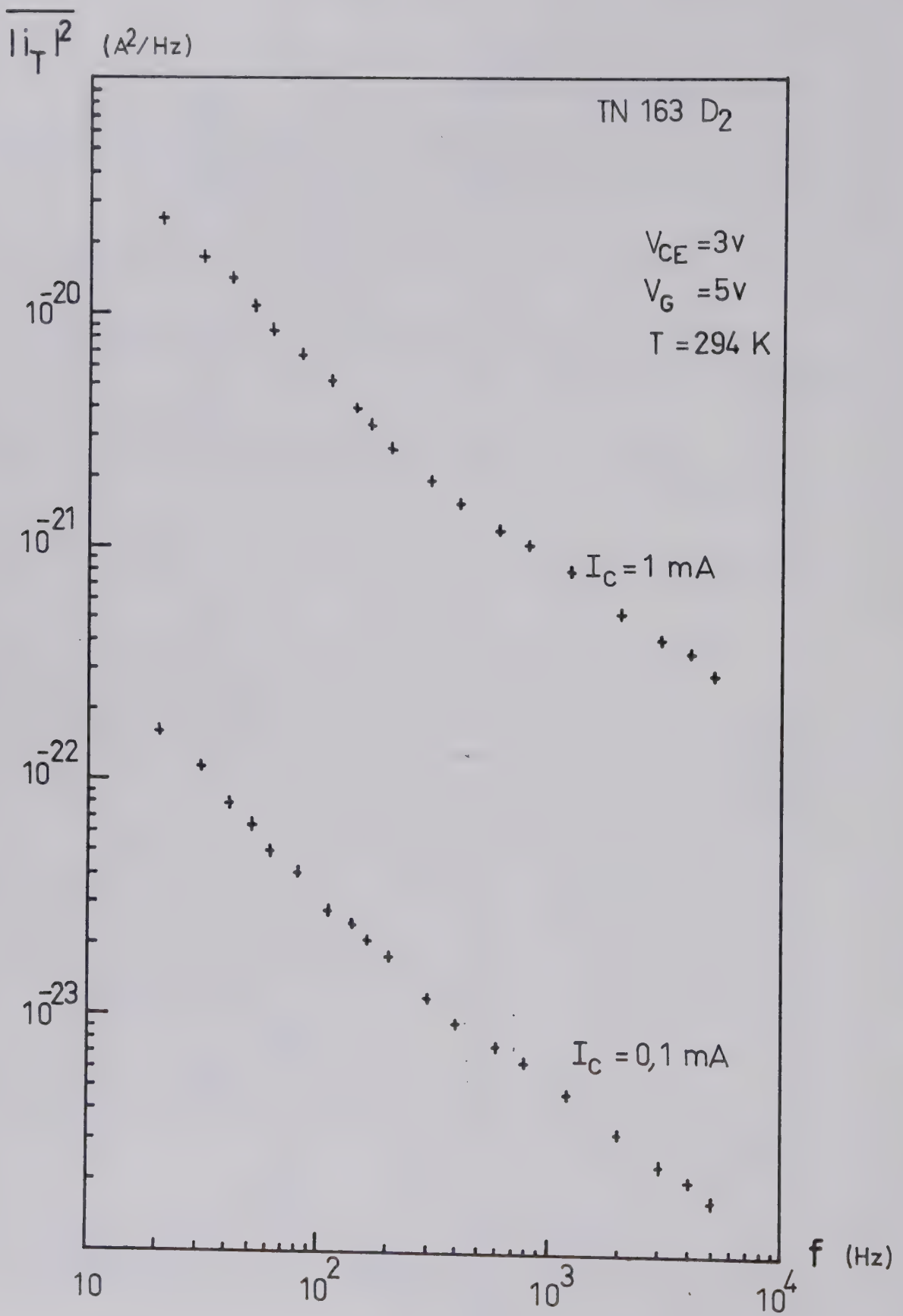


FIGURE II.8. Variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en courant en fonction de la fréquence.

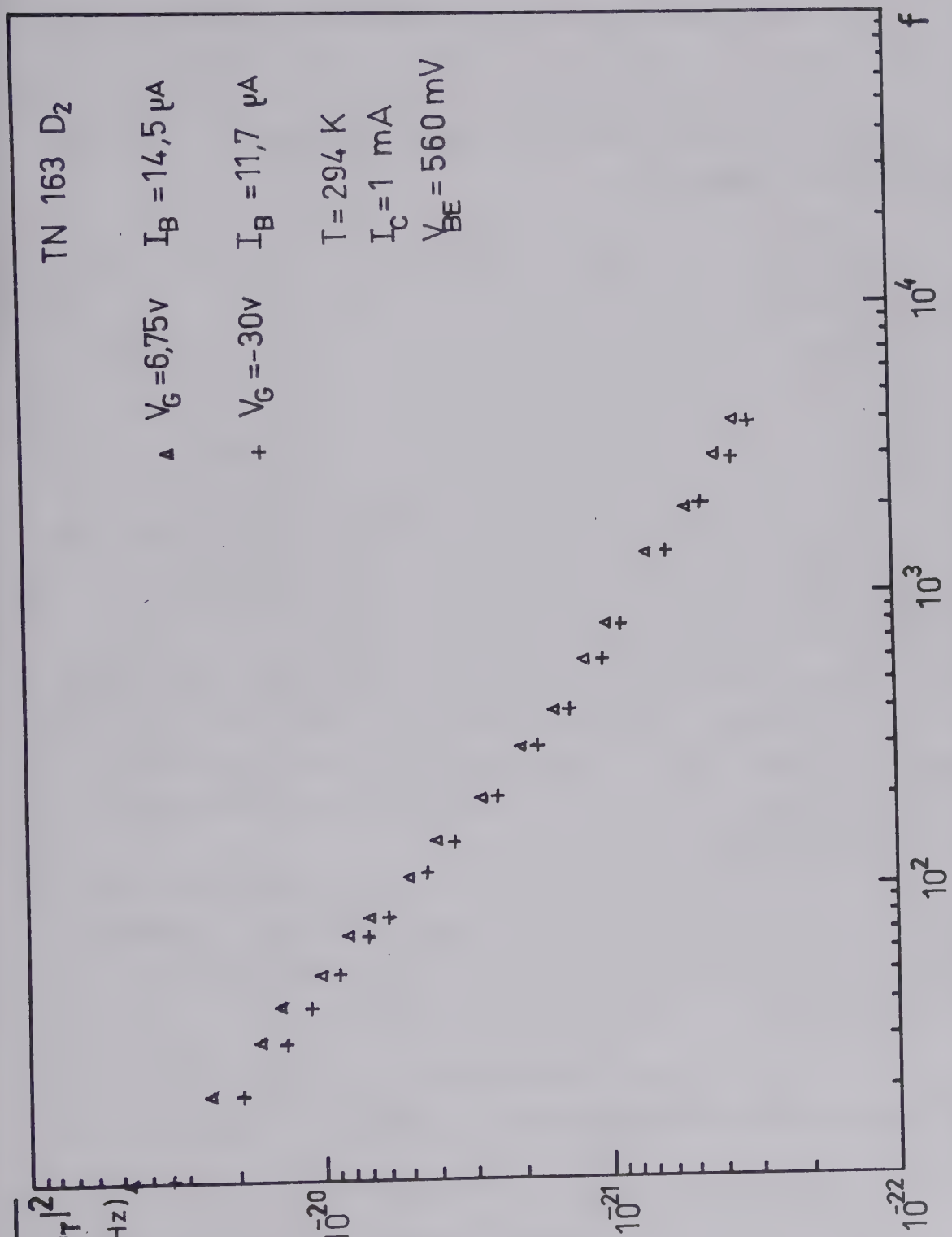


FIGURE II.9. Variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en courant en fonction de la fréquence à V_{EB} = constante.

La Figure II.10 montre les variations du bruit en fonction du courant base à f = 80 Hz, v_G = + 30 v pour la tétrode CNE 53 O_3. On constate que le bruit varie suivant une loi de la forme $|\overline{i_F}|^2 \propto I_B^{\gamma}$ avec $\gamma \simeq 1,5$.

Des résultats analogues sont obtenus sur la plupart des tétrodes étudiées, γ variant de 1,5 à 2.

Par suite, on peut résumer les observations précédentes de la manière suivante pour v_G = constante,

$$|\overline{i_F}|^2 = K I_B^{\gamma} / f^{\delta}$$

avec $1,5 < \gamma \leqslant 2$ et $\delta \simeq 1$.

Sur les Figures II.11 et II.12, nous avons porté les variations du courant de base I_B pour CNE 53 O_3 et de la valeur quadratique moyenne correspondante du générateur $|\overline{i_F}|^2$ pour une fréquence de 80 Hz, en fonction du potentiel appliqué sur la grille. Le courant collecteur I_C n'a pas été représenté car, pour une tension de polarisation émetteur-base donnée, il reste constant quel que soit le potentiel appliqué sur la grille. On observe que : pour $v_G < 0$, c'est-à-dire en régime d'accumulation de la surface de la base, le courant et le bruit sont en première analyse approximativement constants.

pour $v_G > 0$, c'est-à-dire quand la surface de la base est appauvrie en porteurs majoritaires, le courant et le bruit augmentent notablement. Dans le chapitre I, il a été vu que les accroissements de I_B résultent de l'augmentation des courants de surface.

Par suite, cette expérience suggère que les accroissements de bruit résultent eux aussi des phénomènes de surface.

Cas des fréquences moyennes

Sur la Figure II.13, nous avons tracé les variations du facteur de bruit F en fonction de la résistance de source R_S pour TN 156 U_2

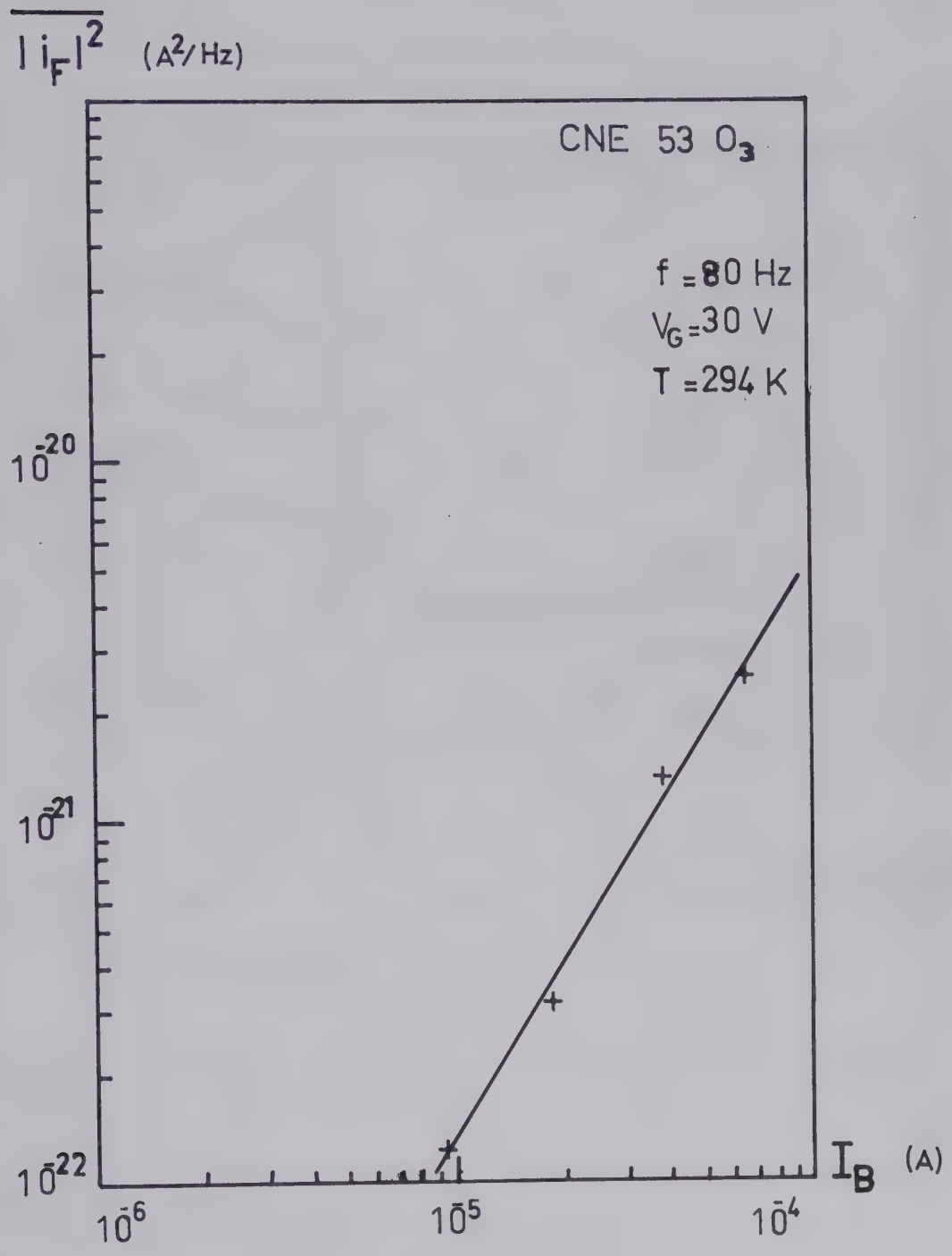


FIGURE II.10. Variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en courant en fonction du courant de base à v_G = constante et f = 80 Hz.

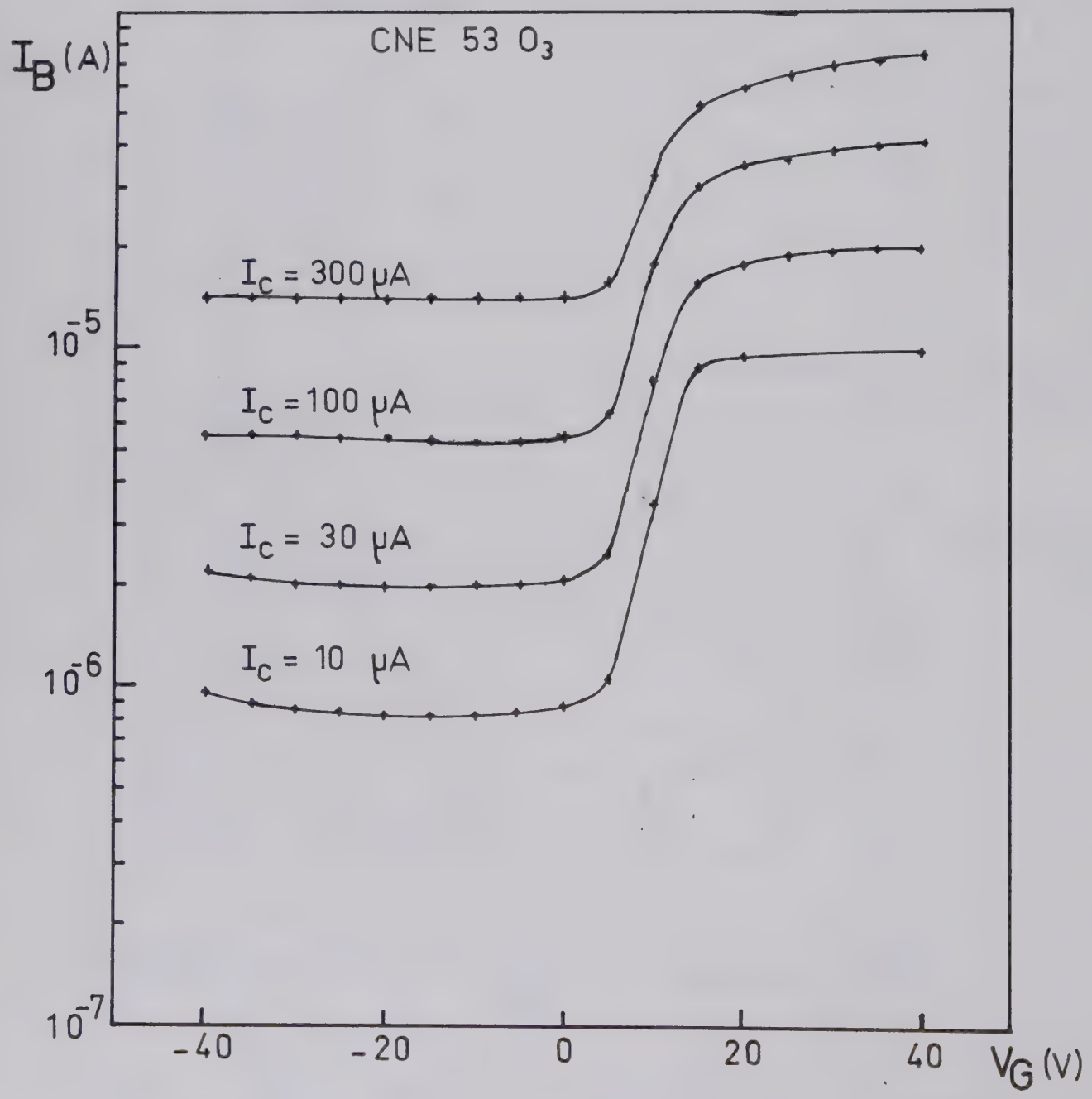


FIGURE II.11. Variations du courant de base en fonction de la tension de grille pour I_C = 10, 30, 100, 300 µA.

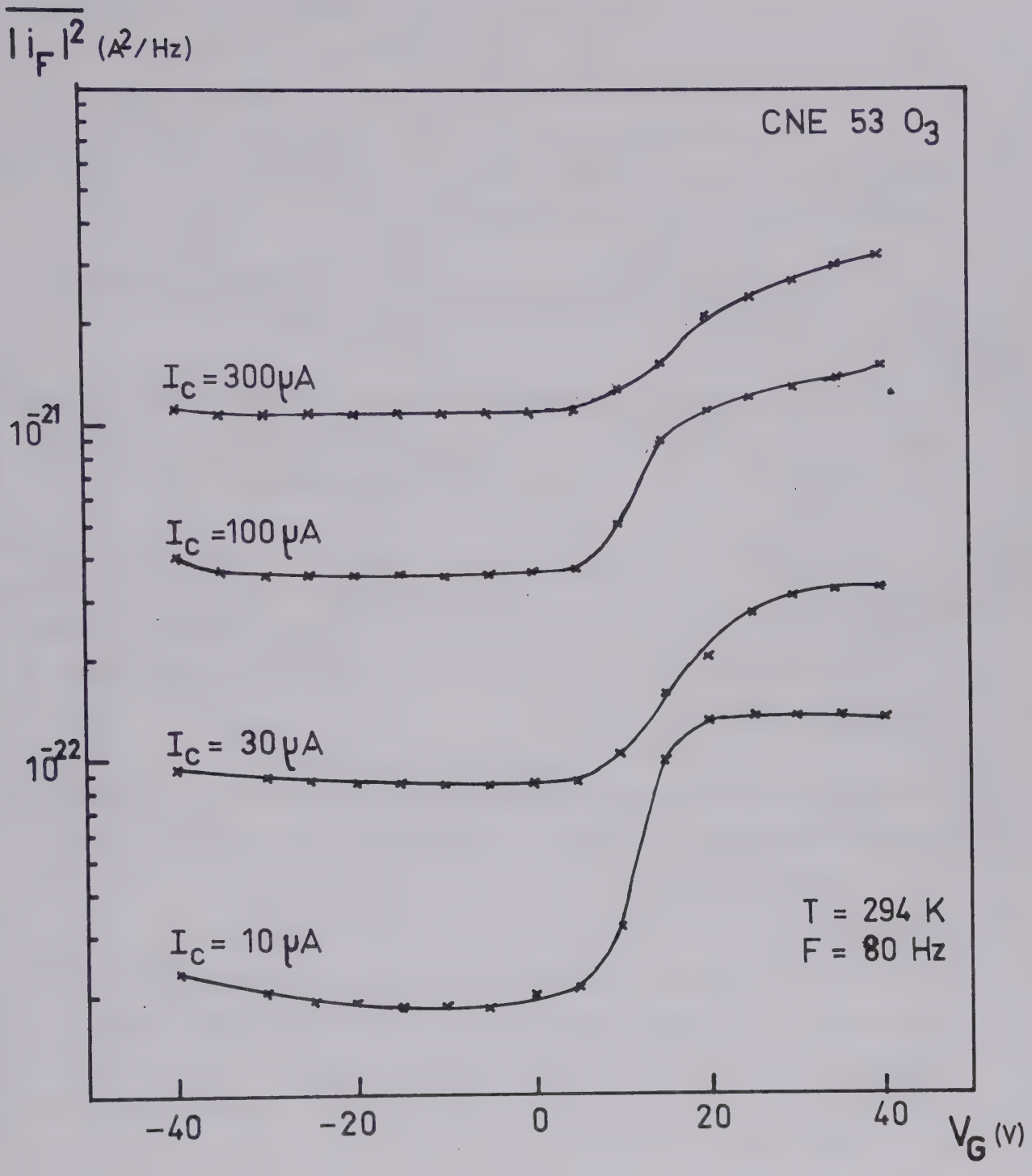


FIGURE II.12. Variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en fonction dela tension de grille pour I_C = 10, 30, 100, 300 µA et f = 80 Hz.

à I_C = 100 µA et f = 50 KHz. Les valeurs du facteur de bruit ont été prises respectivement pour v_G = - 40 v et pour v_G = + 2,5 v .

On constate que pour $R_S < 10^3 \Omega$, la tension de grille ne modifie pas le facteur de bruit. Par contre, pour $R_S > 10^3 \Omega$, le fecteur de bruit augmente quand v_G croit.

La Figure II.14 montre que, dans les conditions de mesure choisies ci-dessus le bruit en $1/f^{\delta}$ est négligeable.

Les variations du courant de base I_B et du courant de bruit équivalent $I_{ND} = \frac{\overline{|i_D|^2}}{2q\Delta f}$, mesuré à 50 KHz, en fonction de la tension de grille ont été représentées sur la Figure II.15.

On observe que pour $v_G < 0$, I_{ND} et I_B sont pratiquement confondus ; par contre pour $v_G > 0$, I_{ND} devient inférieur à I_B. Définissons par γ_o la valeur du rapport I_{ND}/I_B. Le passage du régime d'accumulation au régime d'appauvrissement se caractérise par une décroissance de γ_o telle que $0{,}92 \leqslant \gamma_o < 1$.

En ce qui concerne la valeur quadratique moyenne du générateur de tension équivalent au bruit de fond, elle reste pratiquement constante quelle que soit la tension de grille. A titre d'exemple pour TN 156 U_2 : I_C = 100 µA, f = 50 KHz , R_N = 205 Ω quelle que soit v_G.

Le comportement du facteur de bruit de la tétrode TN 166 W_1 ressemble au cas précédent. Sur la Figure II.16, nous avons tracé les variations de I_B et I_{ND} pour cette tétrode. Nous constatons que sur ce dispositif I_{ND} est inférieur à I_B quelle que soit la tension appliquée sur la grille avec $0{,}85 \leqslant \gamma_o \leqslant 0{,}89$.

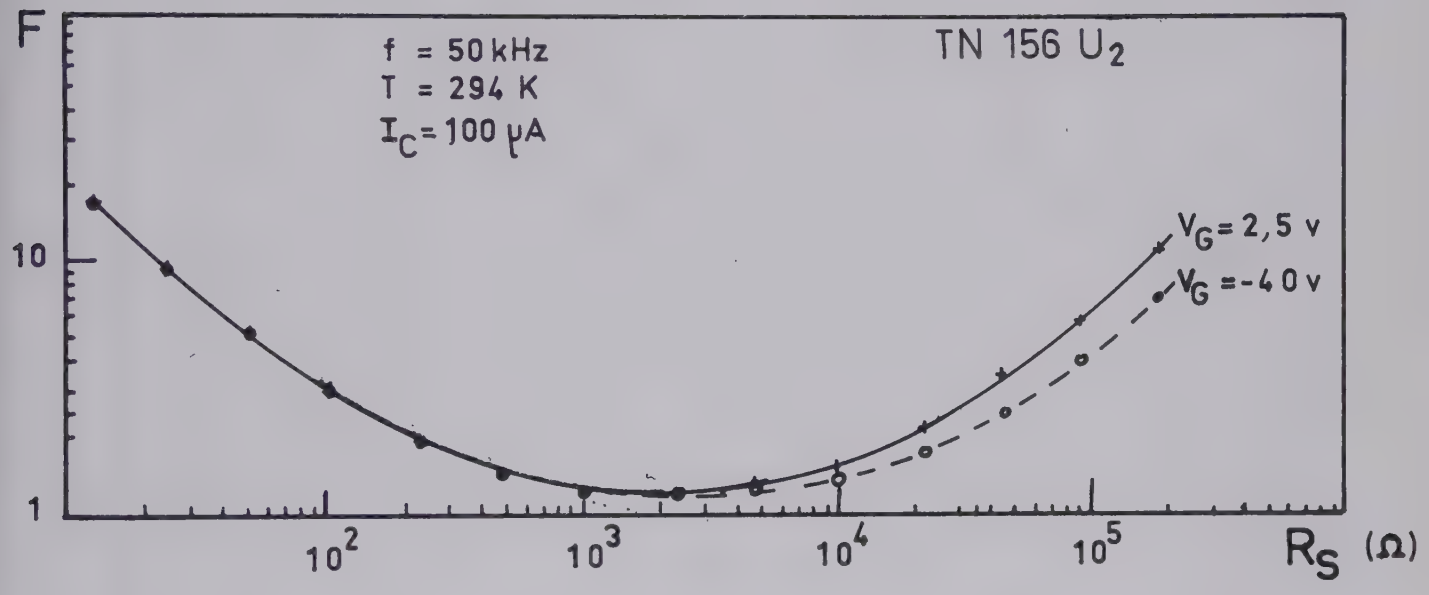


FIGURE II.13. Variations du facteur de bruit en fonction de la résistance de source, à tension émetteur-base constante pour 2 valeurs de tension de grille.

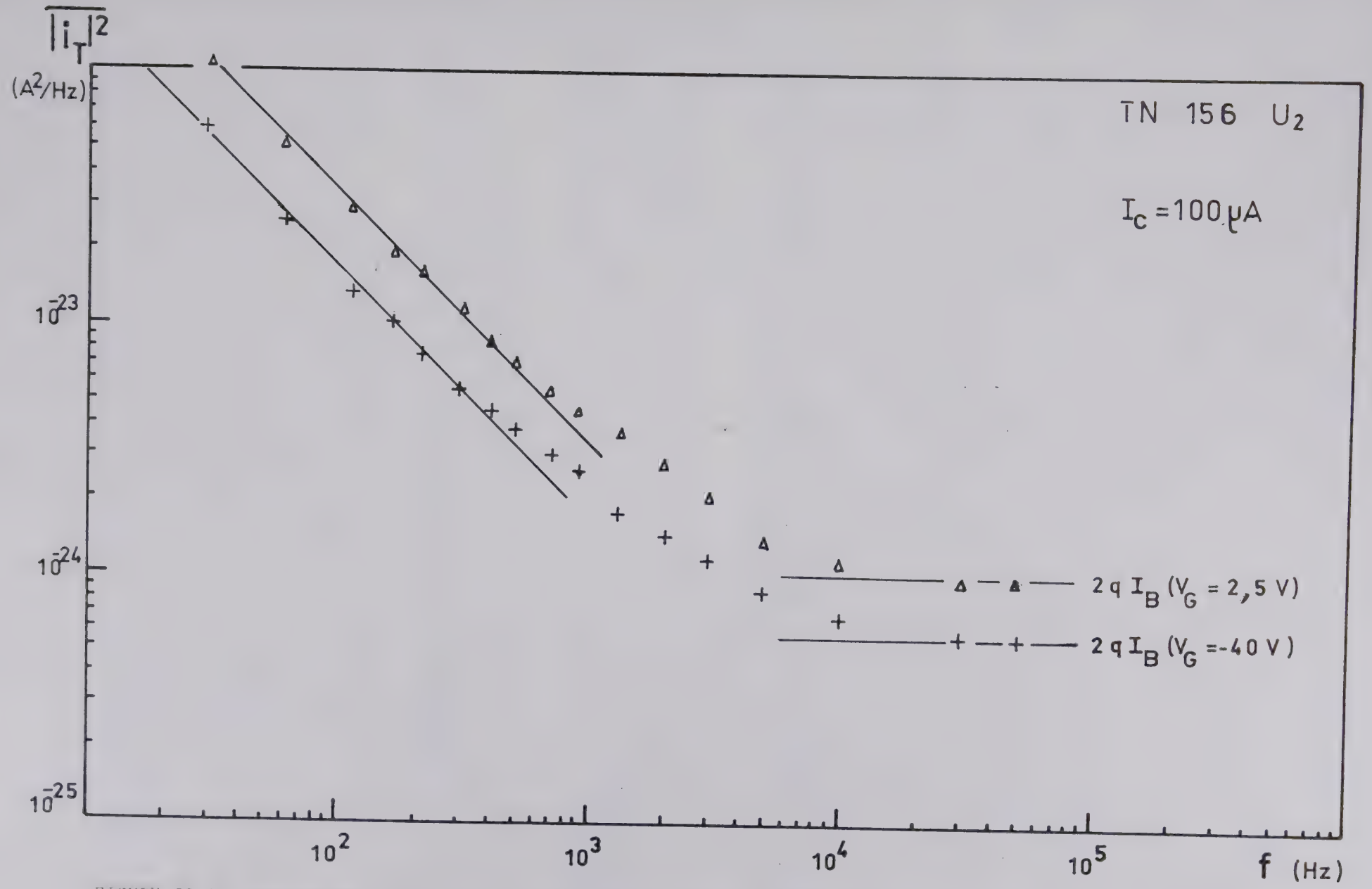


FIGURE II.14. *Variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en courant en fonction de la fréquence.*

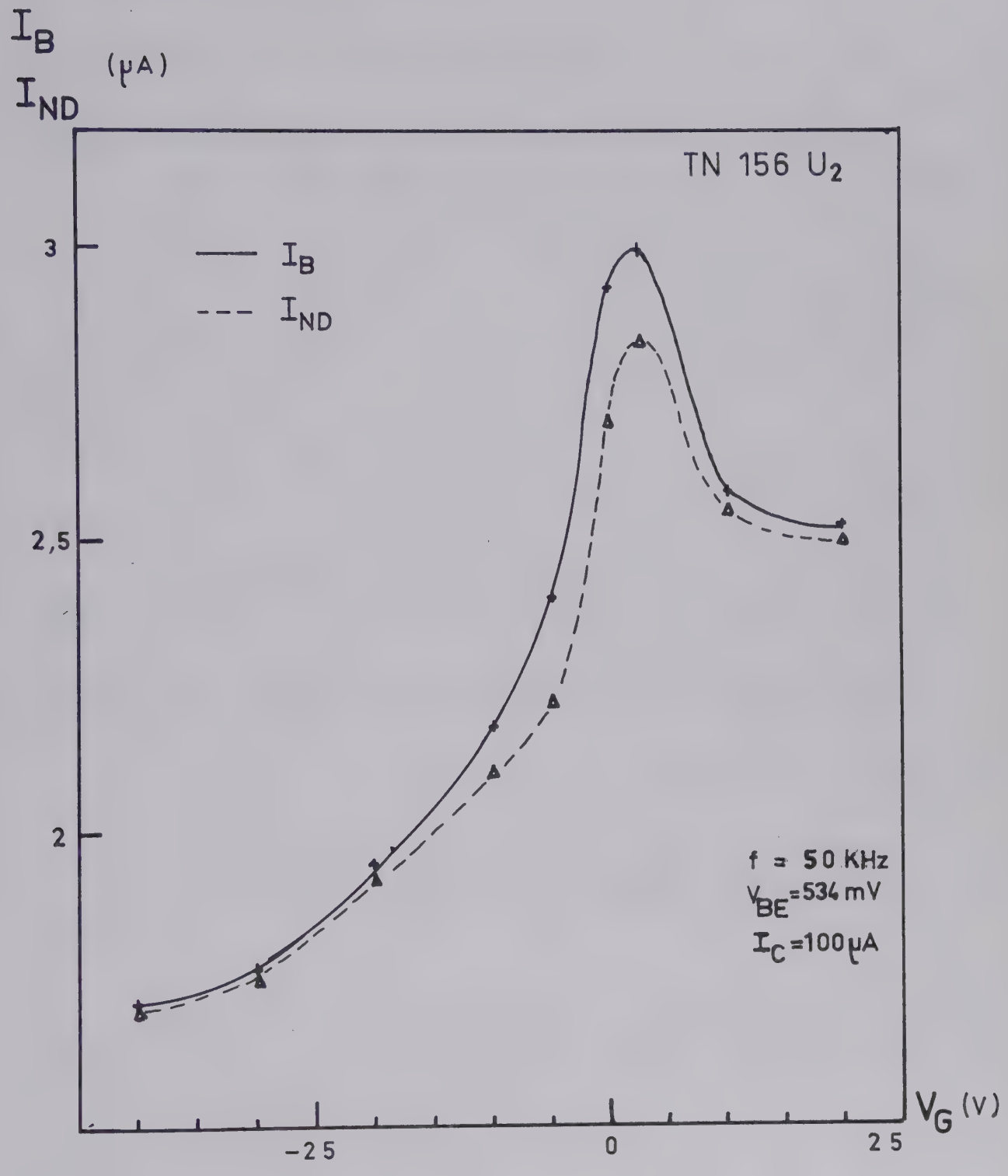


FIGURE II.15. Variations du courant de base I_B et du courant de bruit équivalent I_{ND} en fonction de la tension de grille.

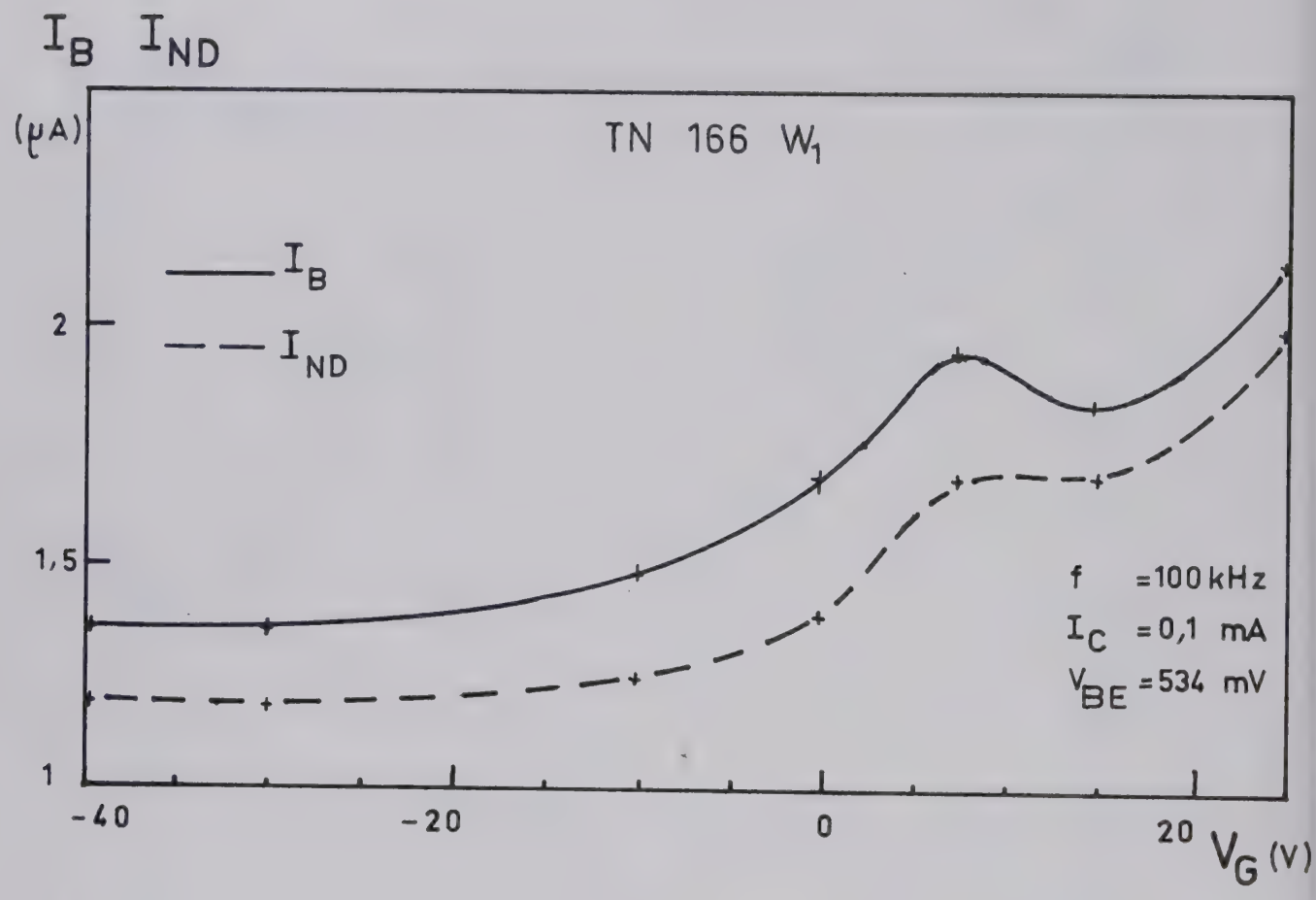


FIGURE II.16. Variations du courant de base I_B et du courant de bruit équivalent I_{ND} en fonction de la tension de grille.

II.5. ANALYSE DES RESULTATS

II.5.1. Synthèse des connaissances sur le bruit dans les transistors

II.5.1.1. Bruit de diffusion

Les principales sources de bruit de diffusion dans les transistors bipolaires sont : le bruit de grenaille associé aux jonctions et le bruit thermique de la zone résistive de base. Quand les sources de bruit de grenaille sont prépondérantes, Chenette (44) et d'autres auteurs montrérent expérimentalement que les modèles théoriques de Van der Ziel (45), Van der Ziel et Becking (46) expliquent, d'une manière satisfaisante les propriétés de bruit du transistor.

Dans ces théories, on considère un transistor idéal c'est-à-dire où :

- les jonctions sont planes et parallèles,
- les effets de bord sont négligeables,
- l'équilibre thermodynamique est maintenu hors des zones de transition,
- la recombinaison des porteurs dans les zones de transition est négligeable,
- le potentiel interne des jonctions est indépendant des tensions extérieures appliquées,
- la température est uniforme dans toute la structure,
- le courant d'émetteur est assez faible (hypothèse de faible injection).

Dans ces conditions, on montre que le comportement du transistor doit être celui de la Figure II.17 où i_{NB} et i_{NC} sont 2 générateurs de bruit de grenaille définis en basse fréquence par (45, 47) :

$$\text{(II.11)} \quad \begin{cases} \overline{i_{NB}\, i_{NB}^*} = 2q(1-\alpha) I_E \Delta f = 2q I_B \Delta f \\ \overline{i_{NC}\, i_{NC}^*} = 2q\alpha\, I_E \Delta f \\ \overline{i_{NB}\, i_{NC}^*} = 0 \end{cases}$$

avec $\alpha = \frac{I_C}{I_E}$, le gain en courant et I_E le courant d'émetteur.

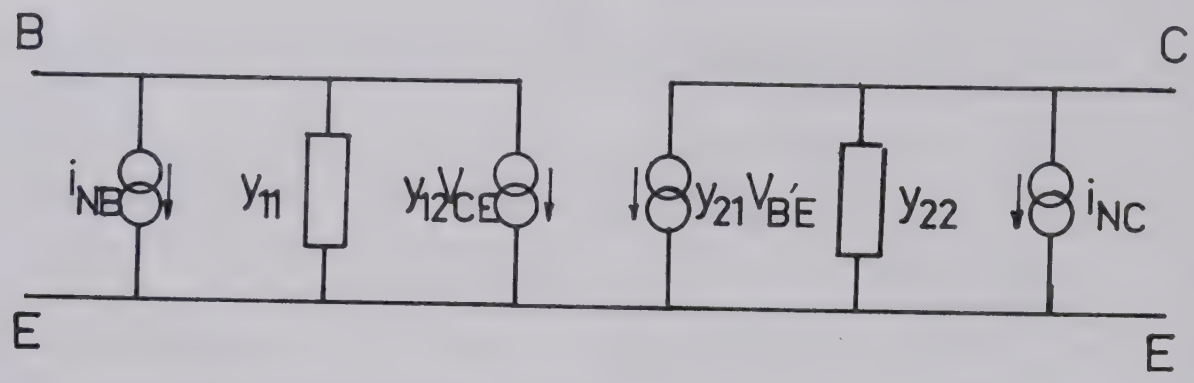


FIGURE II.17. Schéma admittance du transistor idéal, en basse fréquence, dans le montage émetteur commun.

Les relations ci-dessus établies à partir d'une approche corpusculaire ont été récemment confirmées par une analyse très rigoureuse effectuée par Van Vliet (48).

Quand la contribution des sources de bruit thermique devient notable, Chenette (44), Knott et Sutcliffe (49) et Wade (50) observent que le comportement du transistor n'est plus celui prévu par les théories précédentes. Pals (51), Blasquez, Caminade et Le Gac (52, 53), attribuèrent ce désaccord à la zone résistive de base et développèrent une nouvelle théorie basée sur une analyse par modèle distribué du transistor. On aboutit dans ce cas au circuit équivalent de la Figure II.18 où $Z_{BB'}$, est l'impédance de base, e_{DT} le générateur de bruit thermique associé à la zone de base active, e_N un générateur de bruit en tension associé au bruit de grenaille.

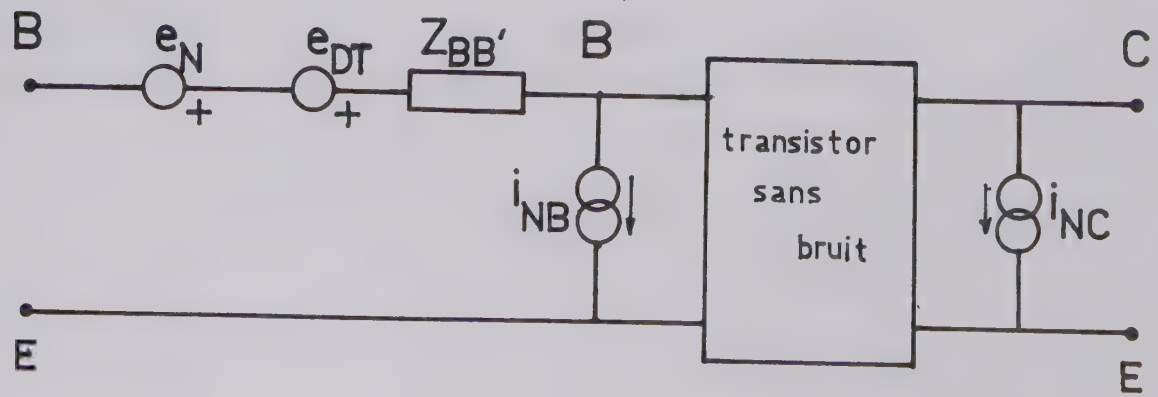


FIGURE II.18. Schéma équivalent au bruit du transistor en tenant compte des sources de bruit de diffusion.

Dans le domaine des basses et moyennes fréquences, les éléments caractéristiques de ce circuit sont définis par :

(II.12) $$z_{BB'} \simeq \frac{h_{BB'}}{\left[1 + j\left(w/w_I\right)\right]^{1/2}}$$

(II.13) $$\begin{cases} \overline{e_{DT}\, e_{DT}^*} = 4kT\, R_{BN}\, \Delta f \\ \overline{e_N\, e_N^*} = 2qI_B\, \Delta f\, |z_{BB'}|^2 C_n \\ -\overline{e_n\, i_{NB}^*} = 2qI_B\, z_{BB'}\, \Delta f \\ \overline{e_{DT}\, i_{NB}^*} = \overline{e_{DT}\, i_{NC}^*} = \overline{e_N\, i_{NC}^*} = 0 \end{cases}$$

(II.14) $$R_{BN} = \left\{ 1 - \frac{a}{3(a+4)\left[1 + (w/w_I)^2\right]^{1/2}} \right\} \mathcal{R}_e\left(z_{BB'}\right)$$

(II.15) $$C_n \simeq 1 + \left[81 + 64\left(w/w_I\right)^2\right]^{-1/4}$$

(II.16) $$a = \frac{R_B I_B}{U_T}$$

w étant la pulsation, w_I la pulsation de cassure de l'impédance de base (51), R_{BN} la résistance de bruit de $Z_{BB'}$.

II.5.1.2. Bruit de génération recombinaison

Dans les transistors utilisés dans les conditions normales de fonctionnement, les principales sources de bruit de génération recombinaison sont celles situées dans la charge d'espace de la jonction émetteur-base.

Leur existence a été reconnue très tôt (54) mais, en règle générale, elles ont été ignorées parce qu'elles se superposent au bruit de grenaille et leur étude est particulièrement délicate. Cependant, quelques auteurs parmi lesquels Lauritzen (33), Blasquez et Caminade (55), Wade (50) et Van Vliet (34) ont fait notablement progressé la connaissance des propriétés de ces sources.

Les modèles théoriques de Lauritzen (33) et Van Vliet (34) indiquent que le courant de bruit de génération recombinaison équivalent est égal à :

$$(II.17)\quad I_{NR} = \int_0^{X_p} \left[i_{NR}^{L} / \left(1+\omega^2 \tau_t^2\right) + i_{NR}^{H}\, \omega^2 \tau_t^2 \left(1+\omega^2 \tau_t^2\right) \right] dx$$

avec $$\tau_t = \frac{1}{C_n(n_1+n_s)+C_p(p_1+p_s)}$$

dans lesquelles X_p est la largeur de la zone de charge d'espace de la jonction emetteur-base, i_{NR}^{L} et i_{NR}^{H} les courants de bruit de génération recombinaison équivalents, respectivement en basse et haute fréquence, C_n et C_p les coefficients de capture pour les électrons et les trous $C_n = \sigma_n v_{th}$, $C_p = \sigma_p v_{th}$

n_1, p_1 les densités respectives d'électrons et de trous

n_s, p_s les densités respectives d'électrons et de trous à la surface.

En basse fréquence, l'équation (II.17) se réduit à :

$$I_{NR}^{L} = \int_0^{X_p} i_{NR}^{L}\, dx$$

qui s'explicite :

$$I_{NR}^{L} \simeq I_{RG} - 2qA \int_0^{X_p} N_T \frac{C_n^2 C_p^2 p_s^2 n_s^2}{(C_n n_s + C_p p_s)^3}\, dx$$

avec I_{RG} le courant de génération recombinaison et N_T la densité des centres de génération recombinaison.

Finalement I_{NR}^{L} peut se mettre sous la forme :

$$I_{NR}^{L} = \mathcal{F}\, I_{RG}$$

soit :

$$(II.18)\quad \overline{i_{NR}\, i_{NR}^{*}} = \mathcal{F}\, 2q\, I_{RG}\, \Delta f \quad \text{avec} \quad \mathcal{F} = 0{,}75$$

Les premières expériences dues à Blasquez et Caminade indiquent que $0{,}75 \leqslant \xi \leqslant 1$.

Nous avons précisé dans le Chapitre I, que, dans les transistors, l'une des causes principales des courants de génération recombinaison était la surface. Pour simuler le comportement en bruit d'un transistor réel, il faut donc ajouter au circuit équivalent de la zone active du transistor un générateur de bruit de recombinaison défini par :

$$\overline{i_{NS}\, i_{NS}^{*}} = \xi\, 2q\, I_{RS}\, \Delta f \qquad \text{(II.19)}$$

En outre, en régime dynamique petits signaux, ces courants superficiels se traduisent par une admittance Y_{RS} (Fig. II.19) dont l'expression dans le domaine des basses et moyennes fréquences peut-être approchée par :

$$Y_{RS} \simeq \frac{I_{RS}}{n_{SUT}} \quad \text{avec} \quad 1 < n_{SU} \leqslant 2 \qquad (53)$$

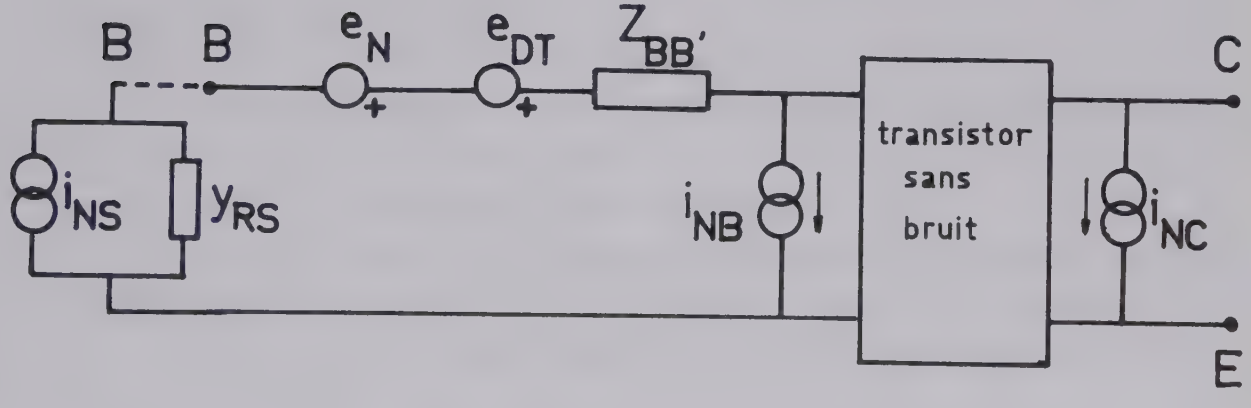


FIGURE II.19. Schéma équivalent au bruit du transistor en tenant compte des sources de bruit de diffusion et de génération recombinaison.

Facteur de bruit du transistor quand les sources de bruit de diffusion et de génération recombinaison sont prises en compte

Dans un transistor réel, il existe en plus des sources de bruit mentionnées ci-dessus, celles associées aux éléments parasites tels que les résistances d'accès aux zones actives du transistor.

Dans les éléments que nous avons conçu et réalisé, ces éléments parasites ont été minimisés et leur influence sur le comportement du transistor peut être en première approximation négligée.

En revenant à une représentation identique à celle de la Figure II.2., les expressions des générateurs e_D et i_D quand les sources de bruit de diffusion et de génération recombinaison sont prises en compte s'écrivent (53) :

$$(II.20)\quad \begin{cases} \overline{e_D e_D}^* \simeq \dfrac{\overline{i_{NC} i_{NC}}^*}{I_C^2} U_T^2 + \overline{e_{DT} e_{DT}}^* + \overline{e_N e_N}^* \\ \overline{i_D i_D}^* = \overline{i_{NB} i_{NB}}^* + \overline{i_{NS} i_{NS}}^* + \gamma_{RS}^2 \overline{e_D e_D}^* - 2\gamma_{RS} \overline{e_n i_{NB}}^* \\ \overline{e_D i_D}^* \simeq \dfrac{I_B U_T}{I_C^2} \overline{i_{NC} i_{NC}}^* - \overline{e_N i_{NB}}^* + \gamma_{RS} \overline{e_D e_D}^* \end{cases}$$

II.5.1.3. Bruit en 1/f

Dans le domaine des fréquences situées en deça de 1 KHz de nombreux auteurs parmi lesquels Lauritzen (56), Martin, Mateu Perez et Serra-Mestres (57), Ribeyrol (58) ont mis en évidence dans les transistors bipolaires au silicium de technologie Planar, l'existence d'un bruit en $1/f^{\delta}$ avec δ voisin de l'unité. Les sources de bruit sont localisées à la jonction émetteur base ; leurs effets peuvent être représentés par un générateur de bruit en courant dont la valeur quadratique moyenne est donnée par la formule empirique de Plumb et Chenette (59) :

$$(II.21)\quad |\overline{i_F}|^2 \propto I_B^{\gamma} \frac{1}{f^{\delta}} \Delta f \quad \text{avec } \delta = 1 \text{ et } 1 < \gamma < 2$$

Brodersen, Cook et Chenette (60) ont montré de plus que dans de nombreux cas, il existe 2 sources de bruit en $1/f^{\delta}$. L'une localisée à la surface et l'autre à l'intérieur de la zone de base active. Cette dernière est prépondérante dans les transistors tétrodes quand la surface de la base est accumulée. La nature physique de cette source est attribuée généralement aux défauts cristallins sans que des justifications expérimentales sûres soient fournies à l'appui de cette thèse. Par contre, pour

ce qui concerne la première source, dans les diodes contrôlées par effet de champ, Hsu, Fitzgerald et Grove (32) ont constaté que si l'on augmente la densité des états de surface N_{TS} par des traitements à haute température sous tension de grille négative dans une jonction PN, le bruit augmente proportionnellement à s_o.

Hsu (31) et Blasquez (7) reprenant l'hypothèse de Mac Whorter (61) ont attribué ce bruit au piégeage aléatoire des porteurs transitant au voisinage de la surface. Sur la base de cette hypothèse, Blasquez a calculé que la valeur quadratique moyenne de ce bruit devrait être égale à :

$$\overline{|i_{fs}|^2} = \frac{4 A_s y_o N_T(E) kT}{w} \left(\operatorname{arctg} w\tau_1 - \operatorname{arctg} w\tau_2\right) \left(\frac{q \partial I_{ST}}{x_p \mu_T (C_{si}+C_{ox}) \partial u_s}\right)^2 \qquad \text{(II.22)}$$

où $N_T(E)$ est la densité de pièges générant le bruit par unité d'énergie, y_o la distance unité dans l'oxyde par rapport à l'interface à laquelle est situé un piège, τ_2 et τ_1 les constantes de temps définies par $\tau_2 = \frac{1}{2\pi f_2}$ et $\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_1}$, f_2 et f_1 délimitant l'intervalle de fréquence où l'on peut observer le bruit en 1/f.

Dans cette théorie, les hypothèses simplificatrices suivantes ont été effectuées :

1°) la surface est supposée homogène

2°) les distributions spatiale et énergétique sont supposées uniformes

3°) la surface est supposée dépeuplée de porteurs.

Si l'on suppose de plus que :

$A_S \simeq P_E X_p$, τ_1 est très grand et τ_2 très petit,
alors dans ces conditions (II.22) s'écrit :

$$\overline{|i_{FS}|^2} \simeq \frac{A_s y_o N_T(E) kT}{f} \left[\frac{q}{A_s \mu_T (C_{si}+C_{ox})}\right]^2 I_{ST}^2 \qquad \text{(II.23)}$$

II.5.2. Interprétation des résultats

Pour plus de clarté, nous analyserons en premier lieu les résultats obtenus aux moyennes fréquences.

II.5.2.1. Cas des fréquences supérieures à quelques kilohertzs

Pour les valeurs faibles de la résistance de source, nous avons vu au paragraphe II.4.1. que le facteur de bruit F est indépendant de la tension de grille v_G. Pour R_S faible, l'expression de F indique que la source prépondérante est e_D. L'analyse de l'expression théorique de $\overline{e_D\ e_D^*}$ montre que sa valeur est indépendante de l'état de surface et donc de la valeur de v_G. Par suite, le facteur de bruit théorique est aussi indépendant de v_G . La théorie rend bien compte des observations expérimentales.

Pour les valeurs de R_S élevées, on constate, Fig. II.13, que les accroissements de v_G s'accompagnent d'accroissements du facteur de bruit. D'après l'expression théorique de F, les accroissements de F résultent de ceux de i_D.

Lorsque la surface est accumulée, le courant de surface I_{ST} étant négligeable, désignons par $\overline{|i_{DV}|^2}$ le bruit associé à I_{BV}.

Lorsque la surface est appauvrie en porteurs, désignons par $\overline{|i_{DS}|^2}$ le bruit associé à I_{ST}.

On a vu au paragraphe II.4.1. que pour la tétrode TN 156 U_2 (Fig. II.15), pour des tensions de grille négatives c'est-à-dire lorsque la surface est accumulée, I_{ND} et I_B sont pratiquement confondus, soit avec les notations ci-dessus $I_{ND} \simeq I_{BV}$ ou $\overline{|i_{DV}|^2} \simeq 2\,q\,I_{BV}\,\Delta f$.

Comparons cette dernière relation à l'expression générale de $\overline{i_D\ i_D^*}$ établie dans le paragraphe II.5.1.2 :

$$\overline{i_D\, i_D^*} = \overline{i_{NB}\, i_{NB}^*} + \overline{i_{NS}\, i_{NS}^*} + Y_{RS}^2\, \overline{e_D\, e_D^*} - 2\, Y_{RS}\, \overline{e_N\, i_{NB}^*}$$

i_{NS} et y_{RS} étant fonctions du courant de surface, les termes $\overline{i_{NS}\, i_{NS}^*}$, $y_{RS}^2\ \overline{e_D\, e_D^*}$ et $2\, y_{RS}\ \overline{e_N\, i_{NB}^*}$ sont négligeables dans les conditions d'accumulation en surface. Il reste : $\overline{i_D\, i_D^*} = \overline{i_{NB}\, i_{NB}^*} = 2\, q\ I_B\ \Delta f$ qui n'est autre que la relation établie en ne tenant compte que du bruit de diffusion. En conséquence, nous pouvons affirmer que sur cette tétrode, lorsque la surface est accumulée, le bruit existant aux fréquences moyennes est du bruit de diffusion.

Lorsque la surface devient appauvrie en porteurs, la contribution du courant de surface devient notable, $I_{ND} = \gamma_o\ I_B$ soit $I_{NDS} = \gamma\ I_{ST}$ ou $\overline{|i_{DS}|^2} = \gamma\ 2\, q\ I_{ST}\ \Delta f$ avec $I_{ST} = I_S + I_{RGS} + I_{DS}$.

Ici tous les termes de l'expression générale de $\overline{i_D\, i_D^*}$ doivent être pris en compte.

L'évaluation respective de chacun d'eux pour $V_G = +2{,}5$ volts nous donne :

$$\frac{\overline{i_{NB}\, i_{NB}^*}}{\Delta f} = 5{,}44 \quad 10^{-25} \quad A^2/Hz$$

$$\frac{\overline{i_{NS}\, i_{NS}^*}}{\Delta f} = 3{,}12 \quad 10^{-25} \quad A^2/Hz \quad \text{avec } Y_{RS} \simeq \frac{I_{ST}}{n_{SU} V_T} \text{ et } n_{SU} = 2$$

$$Y_{RS}^2\ \frac{\overline{e_D\, e_D^*}}{\Delta f} = 2{,}13 \quad 10^{-27} \quad A^2/Hz$$

$$2\, Y_{RS}\ \overline{e_N\, i_{NB}^*} = 2{,}03 \quad 10^{-27} \quad A^2/Hz$$

c'est-à-dire que, d'une façon approchée, $\overline{i_D\, i_D^*}$ peut s'écrire :

$$\overline{i_D\, i_D^*} \simeq \overline{i_{NB}\, i_{NB}^*} + \overline{i_{NS}\, i_{NS}^*}$$

soit $\overline{i_{DS}\, i_{DS}^*} = \overline{i_{NS}\, i_{NS}^*} = \gamma\ 2\, q\ I_{RS}\ \Delta f$

Si nous considérons comme nous l'avons déjà fait dans le Chapitre I que le courant de surface total I_{ST} est essentiellement déterminé par I_S et I_{RGS} qui sont les courants de génération recombinaison associés respectivement aux états de surface et aux pièges situés dans la zone de charge d'espace superficielle, nous pouvons encore écrire que $\overline{|i_{DS}|}^2 = \gamma\, 2\, q\, (I_S + I_{RGS})\, \Delta f$ avec $\gamma = 0{,}88$ pour $V_G = +2{,}5$ v.

En accord avec les théories de Lauritzen (33) et de Van Vliet (34) rappelées dans le paragraphe II.5.1.2., on voit que le bruit mesuré dans ces conditions est plus faible que le bruit de diffusion puisque $\gamma < 1$. Néanmoins, on n'observe pas exactement le facteur $\gamma = 0{,}75$ prévu par la théorie. L'origine de cet écart semble être dû au fait que la distribution des potentiels dans les zones volumiques et superficielles des jonctions est différente. Par suite, les hypothèses simplificatrices à la base des théories précédentes ne sont pas entièrement justifiées et les conclusions ne sont pas strictement applicables. Il est quand même intéressant de noter que la mise en oeuvre de méthodes expérimentales précises nous a permis de confirmer que le bruit de génération recombinaison des jonctions polarisées en direct est plus faible que le bruit de diffusion. A notre connaissance, jusqu'à ce jour, peu d'études expérimentales ont été publiées sur cette propriété.

En ce qui concerne l'interprétation du comportement de la tétrode TN 166 W_1, en régime de dépletion en surface, elle est analogue à celle de la TN 156 U_2. La valeur de γ est dans ce cas : 0,80 pour $V_G = +7{,}5$ v. Cependant, nous avons même en régime d'accumulation I_{ND} inférieur à I_{BV}. En accord avec ce qui précède, ce résultat traduit que pour des tensions de grille négatives, les courants de recombinaison ne sont pas négligeables. Ce cas peut très bien se produire puisque lorsque la surface est accumulée, la région de charge d'espace à la surface n'est pas très étendue mais existe malgré tout. Dans certains composants, il peut donc arriver que la densité des centres de génération recombinaison soit très élevée. Dans ce cas, les phénomènes de génération recombinaison prédominent et provoquent un bruit de génération recombinaison important.

II.5.2.2. Cas des Basses Fréquences

Désignons par I_{BV} et par $\overline{|i_{FV}|^2}$ le courant de base et le bruit de très basse fréquence observés sur les tétrodes quand la surface de base est accumulée c'est-à-dire en première approximation pour les tensions de grille négatives et par I_{ST} et $\overline{|i_{FS}|^2}$ le courant et le bruit quand la surface de base est appauvrie en porteurs majoritaires.

Par définition, on pose que :

$$I_B = I_{BV} + I_{ST}$$

et que

$$\overline{|i_F|^2} = \overline{|i_{FV}|^2} + \overline{|i_{FS}|^2}$$

Sur la Figure II.20, les variations de $\overline{|i_{FV}|^2}$ sont tracées en fonction de I_{BV} pour la tétrode CNE 53 O_3. On voit que $\overline{|i_{FV}|^2} \propto I_{BV}^{\gamma}$ avec $\gamma = 1,5$.

Des résultats analogues sont observés sur les autres tétrodes avec $1 \leqslant \gamma \leqslant 2$.

Compte tenu des résultats obtenus sur les spectres de bruit (Fig. II.8 et II.9), on voit que cette source peut être décrite par une expression analogue à celle de Plumb et Chenette (59).

Sur la Figure II.21, les variations, pour CNE 53 03, de $\overline{|i_{FS}|^2}$ sont représentées en fonction de I_{ST} pour une tension de grille $v_G = +30$ volts. Nous remarquons que $\overline{|i_{FS}|^2} \propto I_{ST}^2$ conformément au modèle de Blasquez (7). En appliquant ce modèle à nos résultats expérimentaux, il est possible d'estimer la densité de pièges générant le bruit. En effet, d'après le Chapitre I, on sait que :

$U_F = \text{Log} \frac{N_A}{n_i} = 19$, $C_{ox} = 0,157\ 10^{-7}$ F/cm^2 et que pour $V_{EB} = 450$ mV et $v_G = +10$ v, $u_S = 7,5$. De plus, les figures II.11 et II.12 nous donnent : $I_{ST} = 2,7\ 10^{-6}$ A et $\overline{|i_{FS}|^2} = 1,4\ 10^{-23}$ A^2/Hz.

En reportant ces valeurs dans l'expression II.23, il vient :

$$4\ kT\ y_o\ N_T(E) = 1,33\ 10^{10}/cm^2$$

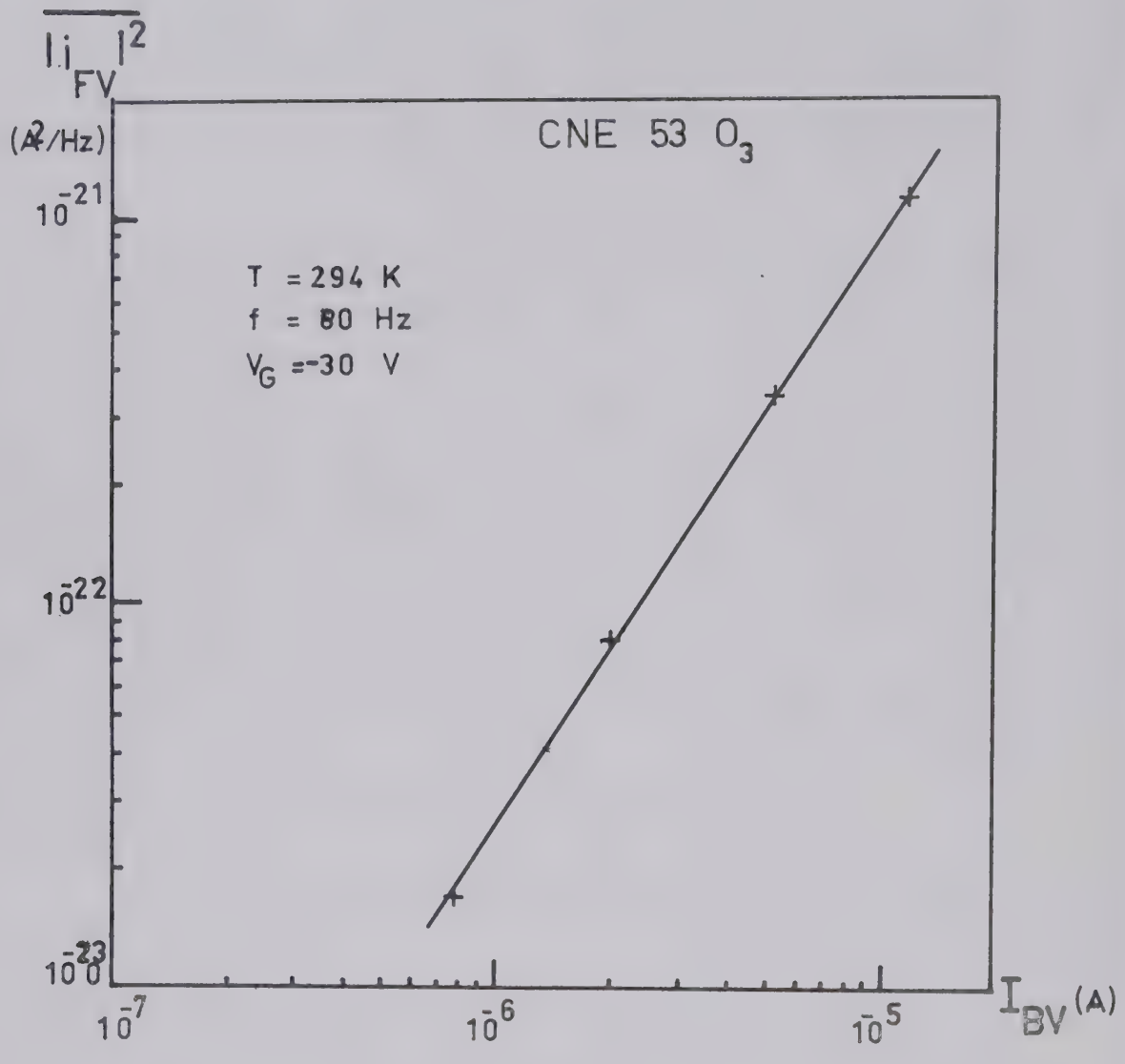


FIGURE II.20. Variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit $\overline{|i_{FV}|^2}$ en fonction du courant de base I_{BV} à tension de grille constante.

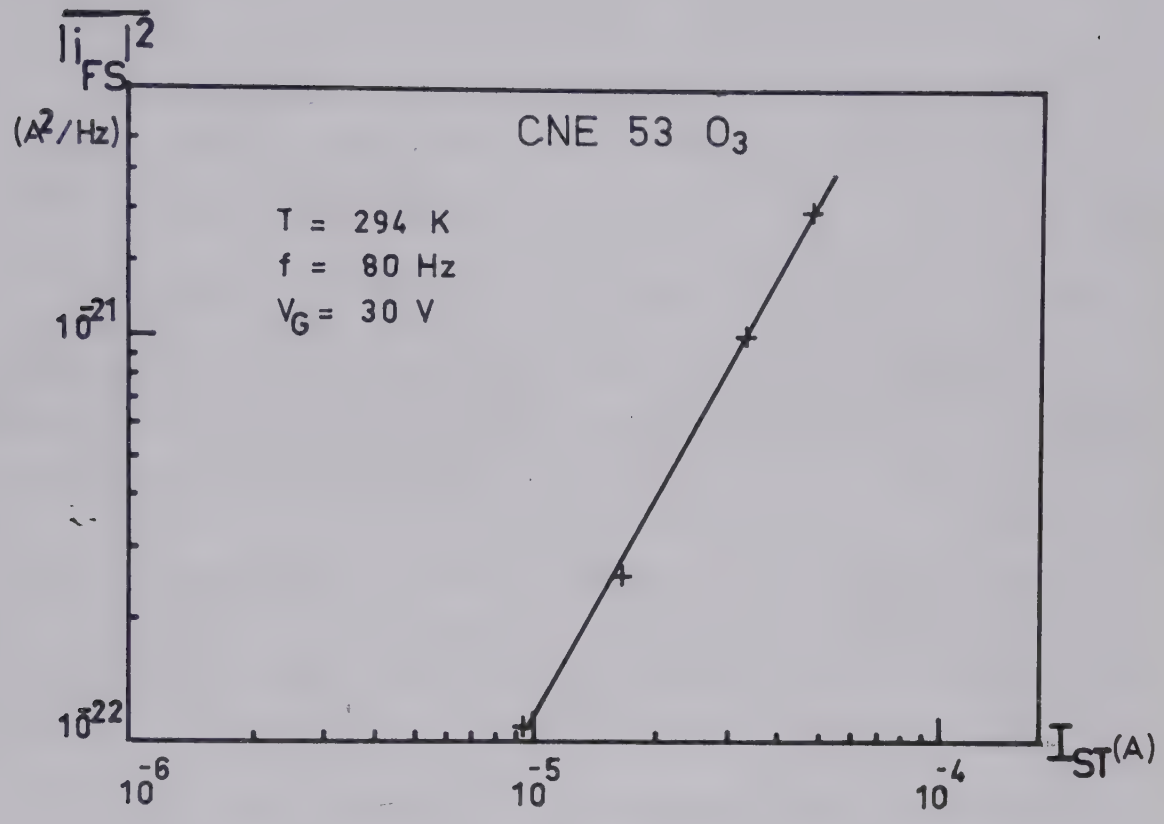


FIGURE II.21. Variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit $\overline{|i_{FS}|^2}$ *en fonction du courant de base* I_{ST} *à tension de grille constante.*

Dans le Table II.1, nous avons porté, pour 4 tétrodes, les valeurs de 4 kT y_o $N_T(E)$ ainsi que celles de N_{SS} définies par Q_{SS}/q et de N_{TS} définies par $s_o/\sigma v_{th}$
avec $\sigma = 10^{-16}$ cm^2 et $v_{th} = 10^7$ cm/s (3).

	CNE 53 O_3	TN 156 U_2	TN 166 W_1	TN 163 O_2
N_{TS/cm^2}	indeterminable	$4{,}88\ 10^{10}$	$1{,}59\ 10^{10}$	$9{,}90\ 10^{10}$
4 kT y_o $N_T(E)$ /cm^2	$1{,}33\ 10^{10}$	$5{,}14\ 10^{10}$	$1{,}56\ 10^{10}$	$4{,}92\ 10^{11}$
$N_{SS} = Q_{SS}/q$ /cm^2	$1{,}70\ 10^{12}$	$3\ 10^{12}$	$2{,}6\ 10^{12}$	$2{,}61\ 10^{12}$

II.5. CONCLUSION

Dans ce Chapitre, le bruit de fond des transistors tétrodes élaborés d'après le processus décrit au Chapitre I, est caractérisé entre 10 Hz et 100 KHz en fonction de la fréquence, du courant de base, de la tension de grille et de la résistance de source.

Il a été observé que dans le domaine des fréquences supérieures à 10 KHz, le facteur de bruit pour des résistances de source faibles est indépendant de l'état de surface.

Par contre, pour des résistances de source élevées, le passage du régime d'accumulation au régime d'appauvrissement s'accompagne d'une augmentation progressive du facteur de bruit. Cette augmentation est indépendante de la fréquence et résulte de l'accroissement des composantes superficielles du courant de base.

En accord avec les théories de Van Vliet et de Lauritzen, il a été montré que le courant équivalent de bruit est inférieur aux accroissements du courant de base et la valeur du coefficient de réduction a été déterminée.

Il apparaît que ce coefficient prend des valeurs plus élevées que celles prévues par la théorie quand les phénomènes de recombinaison se produisent dans la charge d'espace des jonctions.

Dans le domaine des très basses fréquences, le bruit prédominant est du bruit en 1/f. Ses caractéristiques en fonction de la fréquence et du courant de base sont analogues à celles observées par Chenette sur des transistors bipolaires. En régime d'appauvrissement, il a été clairement montré que l'extension de la charge d'espace superficielle s'accompagne d'un accroissement de ce bruit. Les expressions reliant les accroissements du bruit et du courant de surface ont été établies.

En accord avec le modèle de Blasquez, ce bruit a été interprété comme résultant d'un processus de modulation du courant de surface par les pièges situés dans l'oxyde. L'ordre de grandeur de la densité de ces pièges a été estimée ; sa valeur est comparable à celle de la densité des centres de recombinaison situés à l'interface silice-silicium.

Dans l'ensemble, ces résultats confirment et complètent ceux obtenus par différents auteurs. Ils montrent que les propriétés de l'oxyde obtenu suivant la procédure décrite au premier chapitre sont analogues à celles des composants élaborés dans d'autres laboratoires et ou dans l'industrie dans d'autres conditions.

Enfin, l'origine du bruit en 1/f observé quand la surface est accumulée n'a pas pu être déterminé. Une étude complémentaire devrait être entreprise pour améliorer notre connaissance sur ce sujet.

x x

x

CHAPITRE III

INFLUENCE D'UN RAYONNEMENT IONISANT SUR LES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU PREMIER ORDRE DES DISPOSITIFS TÉTRODES.

III.1. INTRODUCTION

Dans ce Chapitre, les transistors tétrodes fabriqués suivant le processus technologique décrit au Chapitre I, sont soumis à des doses d'irradiation croissantes et les évolutions des caractéristiques courant-tension sont analysées.

Ce type d'étude a déjà été effectué par d'autres auteurs et notamment par Grove, Snow, Fitzgerald (62, 63, 64),Garric (65), Estève et Buxo (66), Sarrabayrouse (67). Elle est effectuée ici en vue de permettre l'interprétation des résultats du chapitre suivant où est étudié l'influence du rayonnement ionisant sur le bruit de fond aux basses et moyennes fréquences. En effet, comme nous l'avons vu au Chapitre II, le bruit de fond observé à la sortie du transistor est lié à l'état de la surface, et la connaissance approfondie des propriétés de celle-ci après irradiation, constitue une étape préalable à l'analyse des propriétés de bruit.

D'un point de vue pratique, les effets des rayonnements sur les composants ont des conséquences assez importantes puisqu'ils ont été à l'origine de la défaillance de plusieurs satellites et notamment de Telstar. La perspective d'un développement rapide à moyen terme des télécommunications spatiales et de l'énergie nucléaire constituent des justifications de la nécessité de ces recherches.

Il résulte des travaux antérieurs (62)-(70) que les radiations ionisantes ont deux effets principaux sur les composants :

a) elles induisent une charge fixe dans l'oxyde et,

b) elles augmentent la densité des états de surface.

Les conséquences sur le comportement au premier ordre sont résumés dans le Tableau III.1. dû à Grove, Snow et Fitzgerald (62).

Compte tenu de l'ensemble de ces résultats antérieurs, nous avons choisi comme paramètres de notre étude, la vitesse de recombinaison

en surface s_o^* et la densité de charges fixes N_{SS} dans l'oxyde. Les méthodes de détermination de ces quantités sont celles exposées au Chapitre I.

Ce chapitre est divisé en 2 parties : dans la première, l'étude expérimentale est effectuée. L'interprétation des résultats obtenus est donnée dans la seconde partie.

x x

x

JONCTION PN	TRANSISTOR BIPOLAIRE	TRANSISTOR MOS	TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP
Dégradation et Accroissement du courant inverse	Dégradation et Accroissement du courant inverse	Dégradation et Accroissement du courant inverse	Dégradation et Accroissement du courant inverse
Evolution de la tension de claquage	Evolution de la tension de claquage	Evolution de la tension de claquage	Evolution de la tension de claquage
	Le gain décroît à bas niveau de courant	Evolution de la tension de seuil	

TABLEAU III.1. - Influence d'un rayonnement ionisant sur les caractéristiques électriques des composants électroniques courants d'après (62).

III.2. ETUDE EXPERIMENTALE

III.2.1. Dispositif expérimental

La source de rayonnement utilisée est un générateur de rayons X, du type CGR 300 - 150 Kv, 10 - 20 mA AEQUIVOLT, constitué d'un canon à électrons délivrant un faisceau qui vient frapper une anticathode. Lorsque le générateur fonctionne à 150 Kv et 10 mA, ce qui est notre cas, les composants placés au plus près de l'anticathode reçoivent une dose d'environ 10^3 rads/ms. La méthode de mesure des diodes délivrées par le générateur est basée sur les modifications induites par le rayonnement sur des verres au phosphate d'argent (71).

Les transistors étudiés sont les transistors tétrodes dont le processus technologique de fabrication est décrit au Chapitre I. Les doses d'irradiation utilisées sont comprises entre 10^3 et 10^6 rads. Pendant l'irradiation, les connexions emetteur, base, collecteur et grille sont court-circuitées. En général, les transistors tétrodes sont caractérisés immédiatement après le traitement d'irradiation. Lorsque ce n'est pas le cas, le composant est stocké, toujours connexions court-circuitées à température ambiante. Le dispositif expérimental utilisé pour l'obtention des caractéristiques $I_B = f(v_G)$ est celui représenté à la Figure I.13 du Chapitre I.

III.2.2. Résultats expérimentaux

D'une manière générale, après irradiation les transistors présentent des dérives lentes de leurs caractéristiques. L'amplitude de ces dérives est d'autant plus importante que la dose d'irradiation est plus élevée. Il s'en suit que des phénomènes d'hystérésis sont observés expérimentalement. Pour minimiser les erreurs résultant de ces phénomènes, toutes les mesures ont été effectuées pour des tensions de grille croissantes.

Les effets d'un rayonnement ionisant sur le gain en courant d'un transistor tétrode sont représentés sur les Figure III.1, III.2. et III.3.

Sur la Figure III.1., nous avons porté les variations, à courant collecteur et tension grille constants, du gain statique h_{FE} en fonction de la dose d'irradiation pour 2 tétrodes. On observe une nette décroissance de h_{FE} pour les faibles doses qui tend ensuite à se saturer vers 3.10^5 rads.

La Figure III.2. montre les évolutions de h_{FE} en fonction de la tension grille de la tétrode TN 166 W_1. Pour chaque dose d'irradiation, la tension émetteur-base est maintenue constante (v_{BE} = 534 mV) ; dans ces conditions, nous n'avons observé aucune variation du courant collecteur. Les effets de l'irradiation pour des doses d'irradiation croissantes sont les suivants :

a) à tension grille constante, h_{FE} décroît quelle que soit la valeur de v_G. Les variations de h_{FE} sont moins importantes pour les valeurs de v_G très négatives c'est-à-dire quand la surface est en régime d'accumulation.

b) les courbes $h_{FE}(v_G)$ subissent un déplacement vers les tensions de grille négatives.

c) la forme des courbes $h_{FE}(v_G)$ est progressivement modifiée. Plus précisèment, le minimum de h_{FE} observé sur le transistor avant irradiation tend à disparaître.

Sur la Figure III.3., nous avons porté les variations du gain dynamique h_{fE} en fonction du courant collecteur pour la tétrode TN 166 W_1, soumise à des doses d'irradiation comprises entre 10^4 et 10^6 rads et polarisée à v_G = 0 v. Nous observons une décroissance générale du gain à tous les niveaux de courant. Cette décroissance augmente avec la dose d'irradiation. L'allure de ces courbes est analogue à celle reportée dans (62) et qui concerne les transistors bipolaires. Des résultats analogues ont été obtenus sur les autres tétrodes irradiées.

La Figure III.4. représente les variations du courant de base de la tétrode TN 166 W_1 en fonction de la tension de grille, à tension émetteur-base constante, pour des diodes d'irradiation croissantes.

On constate que :

1°) aux faibles doses, l'allure de la courbe est semblable à celle de l'état initial puis se déforme au fur et à mesure que la dose d'irradiation augmente.

2°) la composante I_{BV} ne semble pas être affectée si ce n'est pour la dose la plus élevée.

3°) les composantes de surface et notamment I_{RGS} et I_{DS} augmentent considérablement lorsque la dose d'irradiation augmente, ce qui provoque une diminution apparente du pic (maximum de I_S) sur les courbes $I_B = f(v_G)$.

4°) le maximum de chaque courbe se déplace par rapport à l'état initial d'une façon sensible vers les tensions de grille négatives.

Des résultats analogues ont été observés sur les tétrodes TN 163 D_2 et TN 156 U_2 dont les caractéristiques $I_B = f(v_G)$ sont représentées sur les Figures III.5. et III.6.

Sur la tétrode TN 156 U_2, avant de la soumettre aux rayons X, nous avons effectué un traitement à température élevée (T = 334°C) sous tension de grille négative (v_G = - 40 v) et pendant 75 mn. On constate après ce traitement une augmentation du courant de base et un déplacement très important du maximum vers les tensions de grille positives.Sous l'effet du rayonnement, les évolutions de $I_B = f(v_G)$ sont analogues à celles décrites dans ce qui précède.

Effets de recuits

Nous avons effectué sur TN 163 D_2, après une dose de 1.10^6 rads, 2 recuits réalisés dans une étuve. Le premier a été effectué à 150°C pendant 100 mn, le deuxième à 300°C pendant 60 mn. Pendant le recuit, le transistor n'est pas polarisé, les connexions sont court-circuitées. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure III.7.

On constate après le premier recuit, une diminution notable de la composante volumique I_{BV} du courant de base et des composantes de

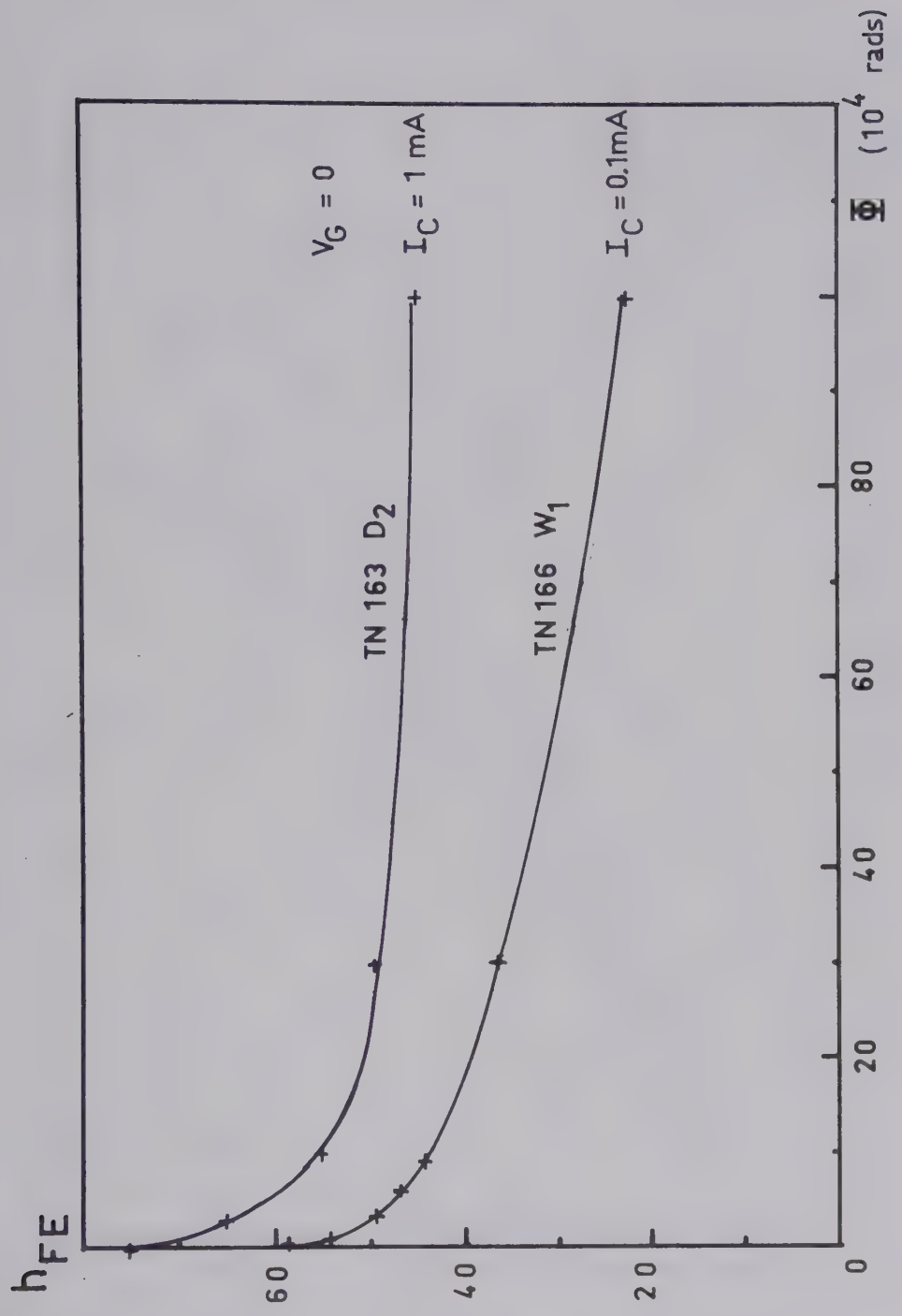


FIGURE III.1. Influence des rayons X sur le gain en courant.

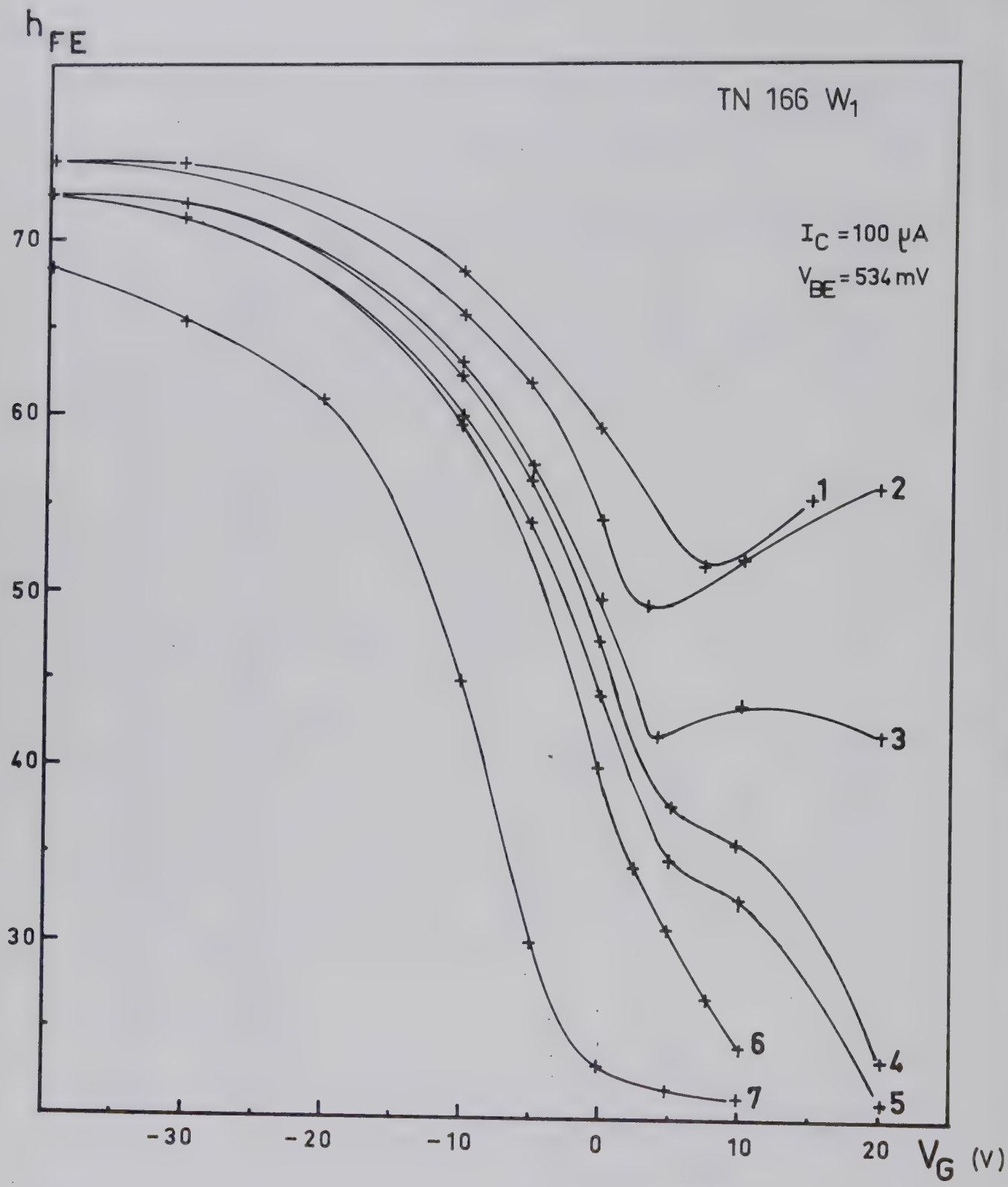


FIGURE III.2. Variations du gain en courant h_{FE} en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes.
1 : état initial - 2 : 10^4 rads - 3 : 3.10^4 rads
4 : 6.10^4 rads - 5 : 9.10^4 rads - 6 : 3.10^5 rads -
7 : 10^6 rads.

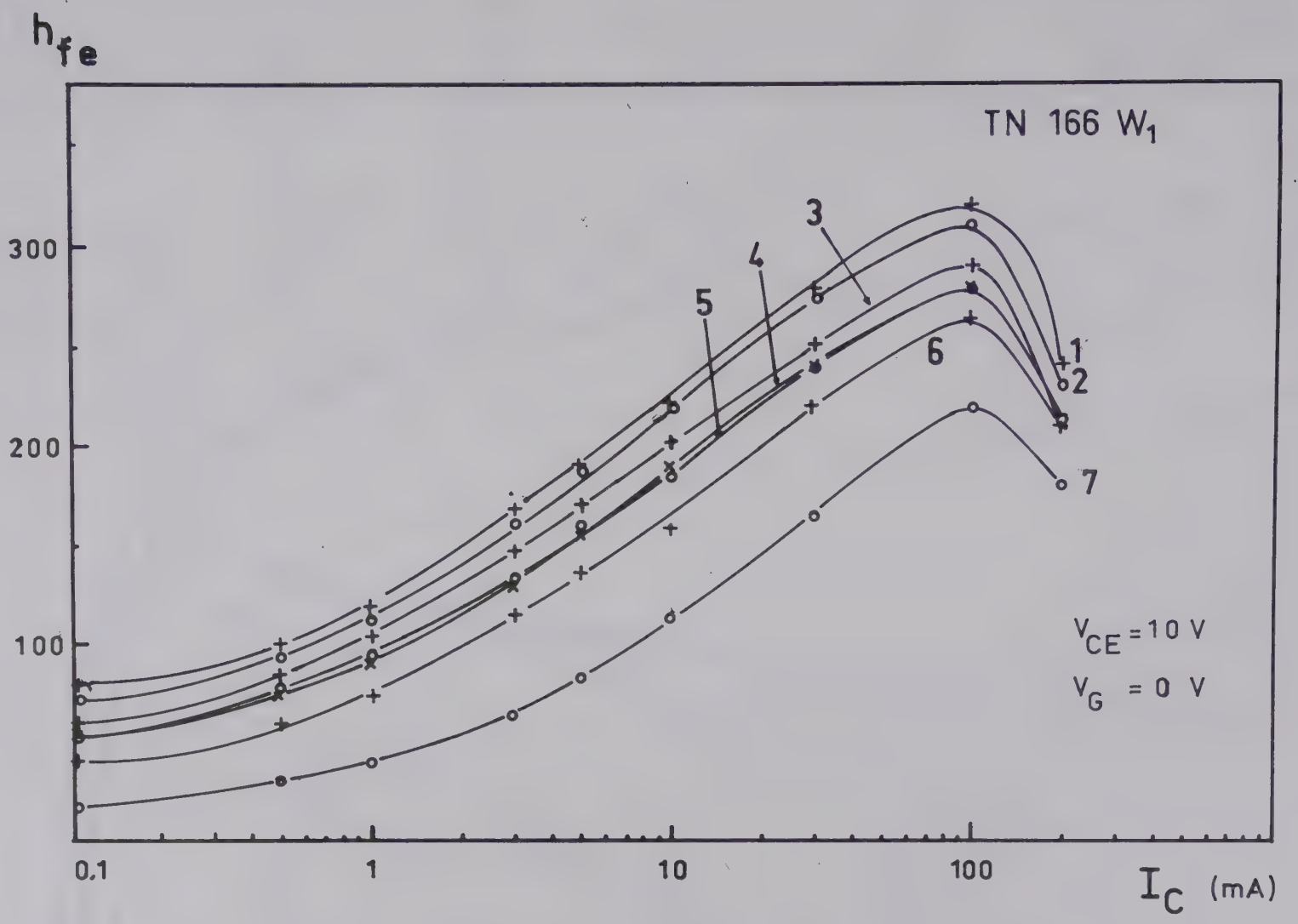


FIGURE III.3. Variations du gain h_{fe} en fonction du courant collecteur et de la dose d'irradiation
1 : état initial - 2 : 10^4 rads - 3 : 3.10^4 rads - 4 : 6.10^4
5 : 9.10^4 rads - 6 : 3.10^5 rads - 7 : 10^6 rads

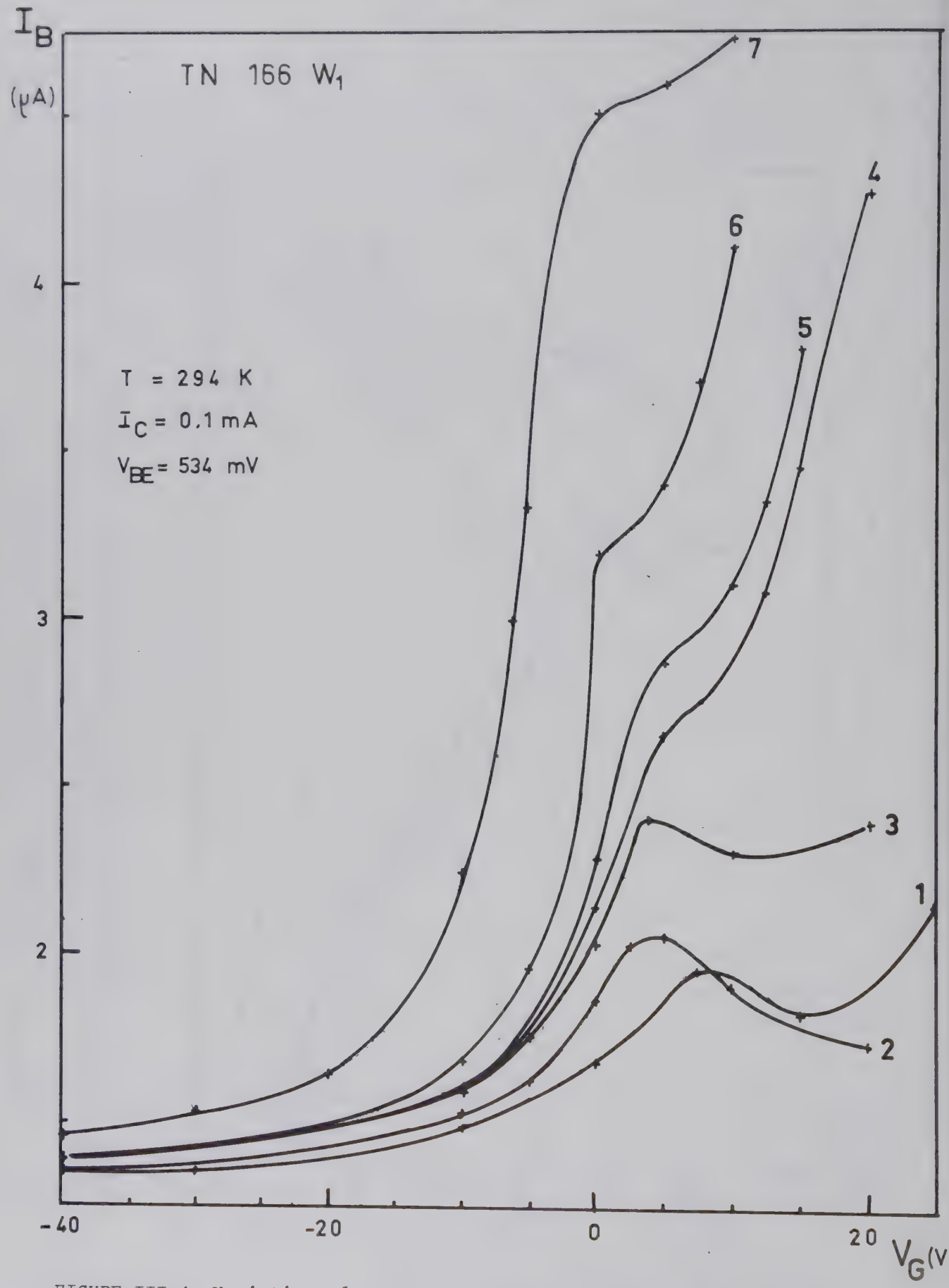


FIGURE III.4. Variations du courant de base en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes
1 : état intial - 2 : 10^4 rads - 3 : 3.10^4 rads
4 : 6.10^4 rads - 5 : 9.10^4 rads - 6 : 3.10^5 rads
7 : 10^6 rads.

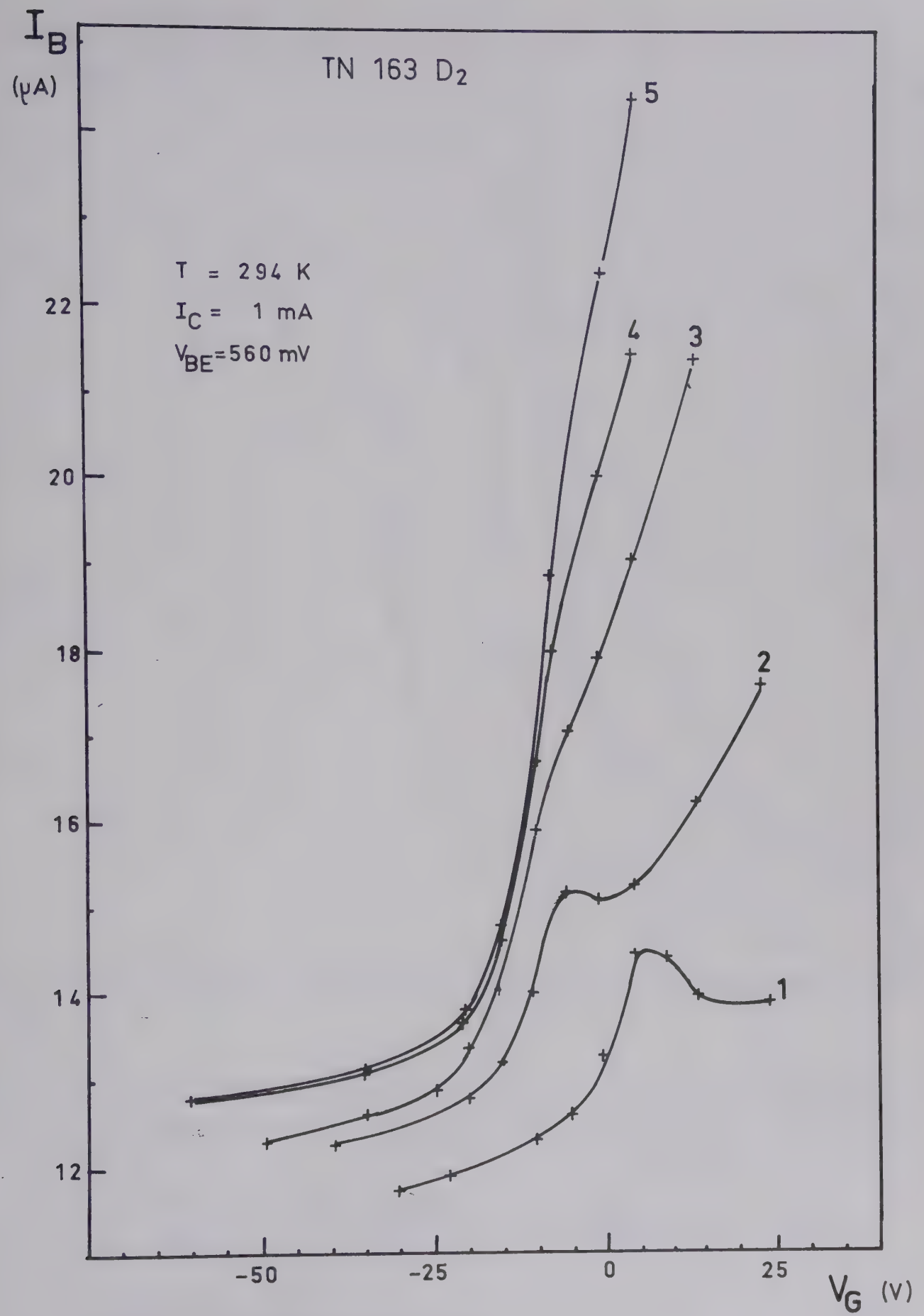


FIGURE III.5. Variations du courant de base en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes. 1 : état intial - 2 : 3.10^4 rads - 3 : 10^5 rads - 4 : 3.10^5 rads - 5 : 10^6 rads.

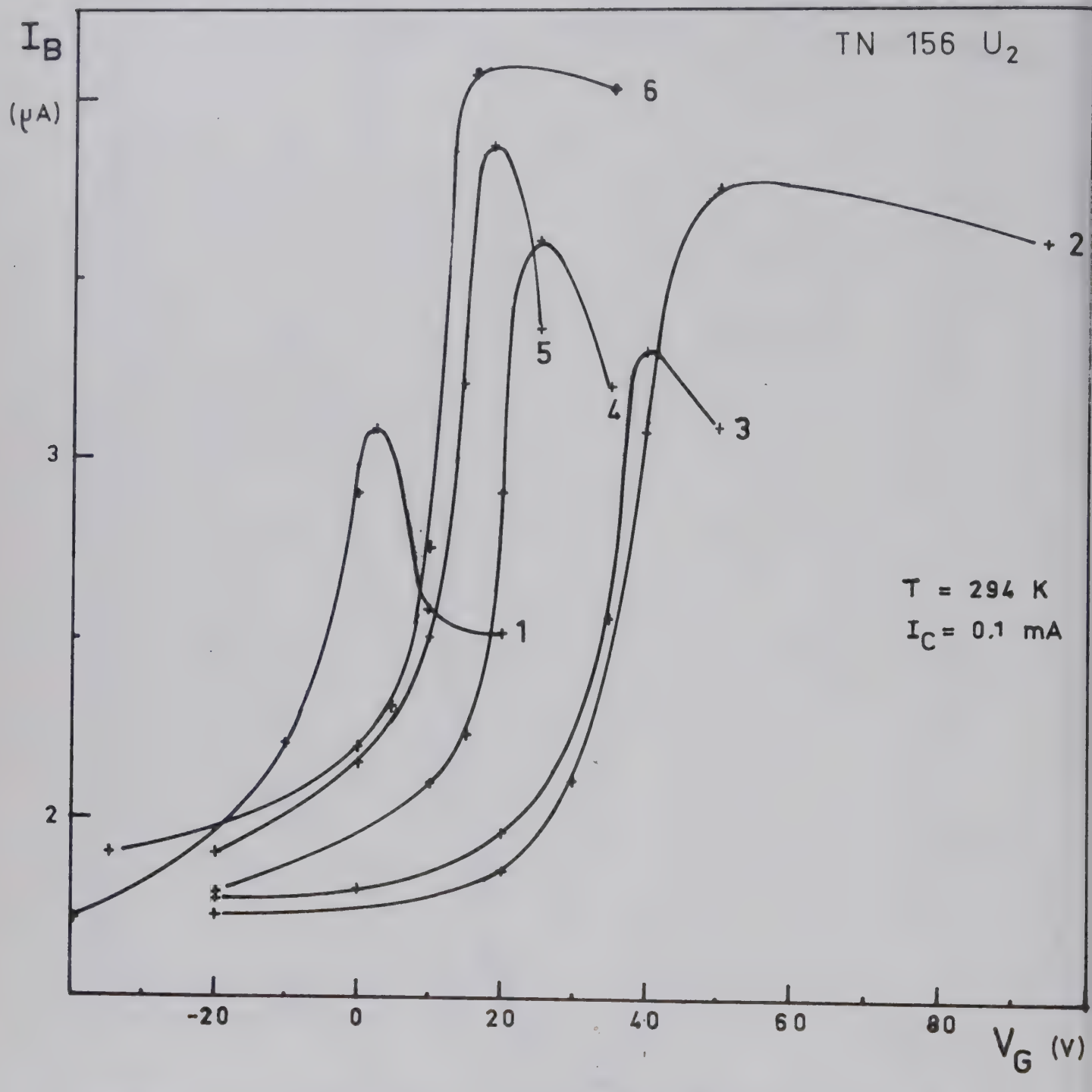


FIGURE III.6. Variations du courant de base en fonction de la tension de grille après un traitement à température élevée et des doses d'irradiation croissantes

1 : état initial - 2 : traitement température élevée - 3 : 10^3 rads - 4 : $1{,}1.10^4$ rads - 5 : $3{,}1\ 10^4$ rads - 6 : $6{,}1.10^4$ rads.

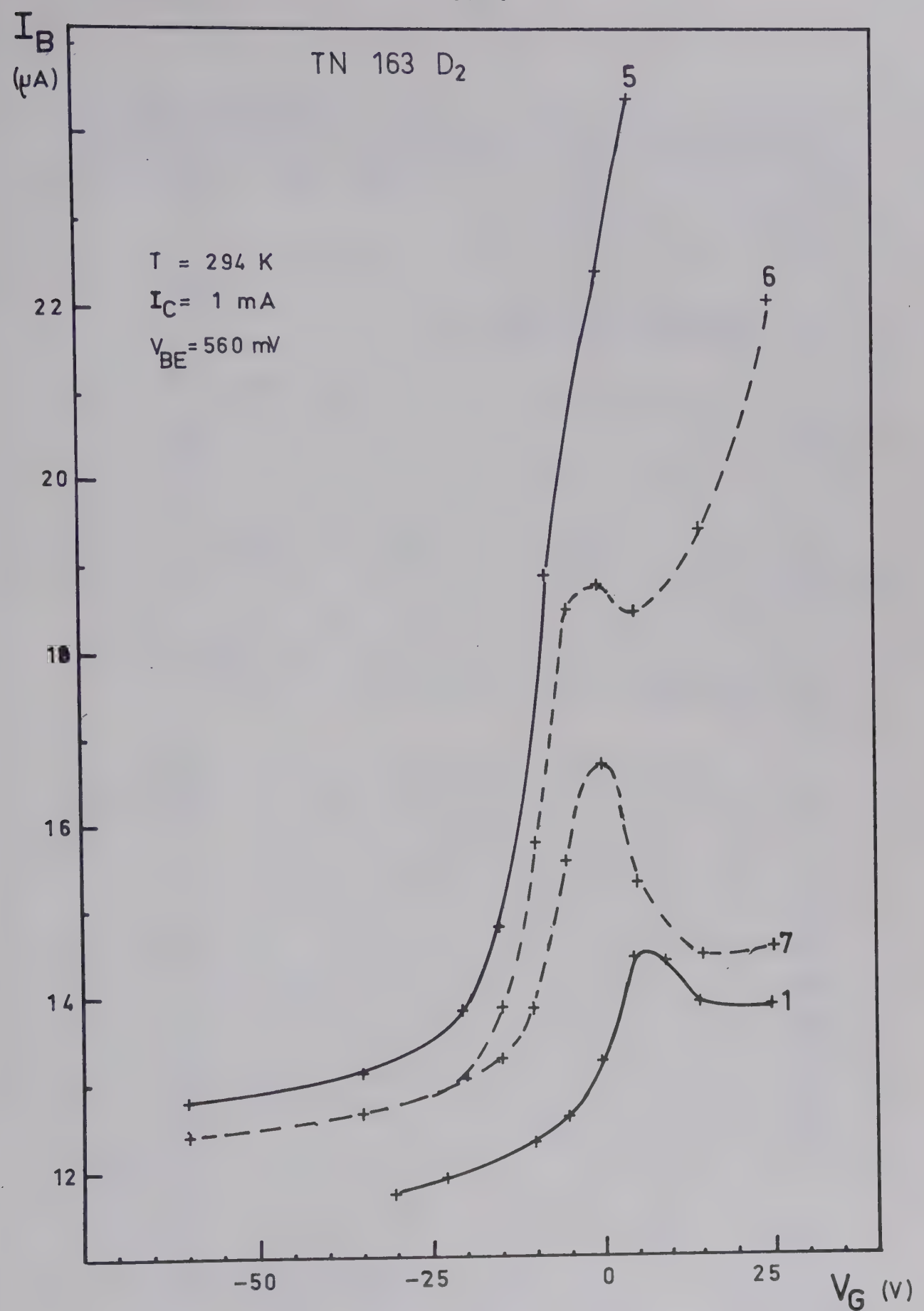


FIGURE III.7. Influence des recuits après irradiation sur le courant de base

1 : état initial - 5 : irradiation 10^6 rads -
6 : 1er recuit (150°C, 100 mn) - 7 : 2ème recuit (300°C, 60 mn)

surface I_{RGS} et I_{DS}. De plus, le maximum se déplace dans le sens des tensions positives. Après le deuxième recuit, la courbe $I_B = f(v_G)$ est très proche de l'état initial notamment pour les tensions de grille supérieures à + 10 volts.

III.3. INTERPRETATION DES RESULTATS

Compte tenu du fait que le courant collecteur est sensiblement constant quelle que soit la dose reçue par les tétrodes, les variations du gain résultent des variations du courant de base. D'après le modèle exposé au Chapitre I sur les effets de surface, le déplacement des courbes $I_B = f(v_G)$ vers les tensions de grille négatives pour des doses croissantes d'irradiation, suggère des évolutions de la charge Q_{SS} contenue dans l'oxyde. La Figure III.8 montre ces évolutions en fonction de la dose reçue. On constate un accroissement rapide de $N_{SS} = Q_{SS}/q$ aux faibles doses puis vers 10^5 rads une saturation. Le signe de la charge créée sous irradiation est positif.

Les déformations des courbes $I_B = f(v_G)$, notamment au voisinage du maximum du courant de base, indique que chaque composante évolue sous irradiation. L'expression (I.5) donnée au premier chapitre nous permet d'évaluer les variations de la vitesse de recombinaison en surface globale s_o^* . Les résultats obtenus sont reportés sur la Figure III.9 en fonction de la dose reçue. Ils indiquent une croissance rapide de s_o^* aux faibles doses, suivie d'une croissance plus lente aux doses élevées. L'origine de l'accroissement de s_o^* est précisé sur la Figure III.10 où sont tracées les variations de s_o^* en fonction de la vitesse de recombinaison associée aux centres de génération recombinaison situés à l'interface semiconducteur oxyde. Les résultats obtenus peuvent se mettre sous la forme :

tétrode TN 156 U_2 $\quad s_o^* (\overline{\Phi}) = 20 + 2{,}3\ s_o (\overline{\Phi})$

tétrode TN 166 W_1 $\quad s_o^* (\overline{\Phi}) = 6{,}5 + 2{,}15\ s_o (\overline{\Phi})$

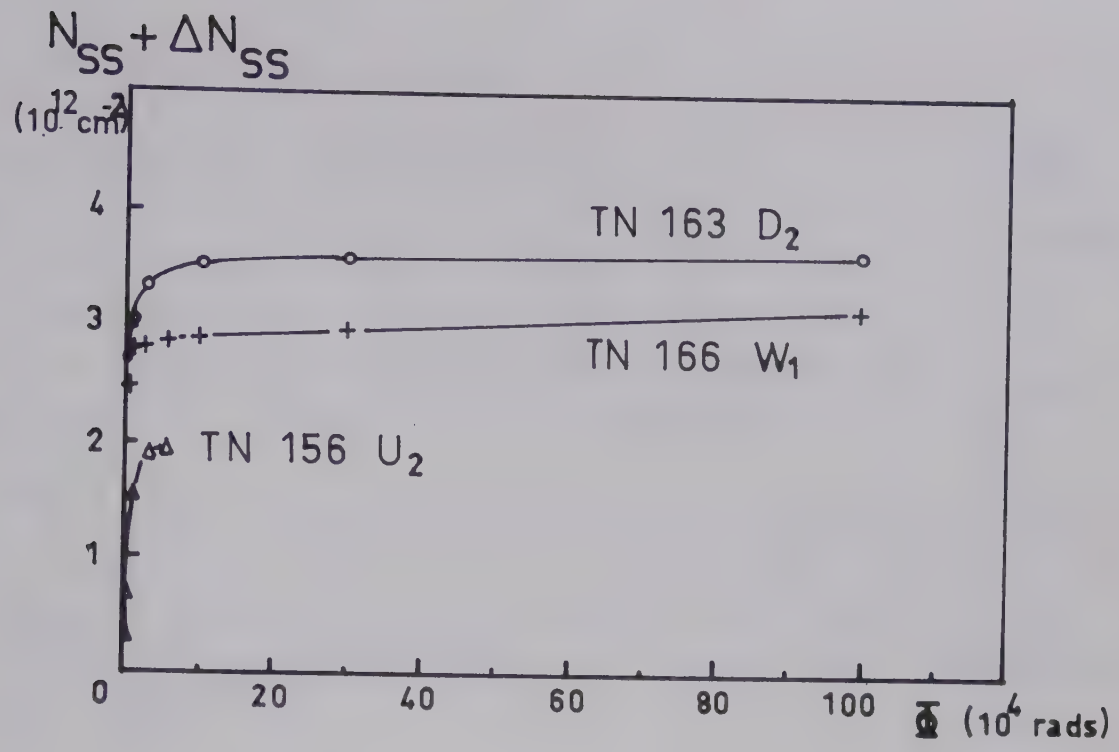


FIGURE III.8. Variations de la densité d'états d'interface en fonction de la dose d'irradiation.

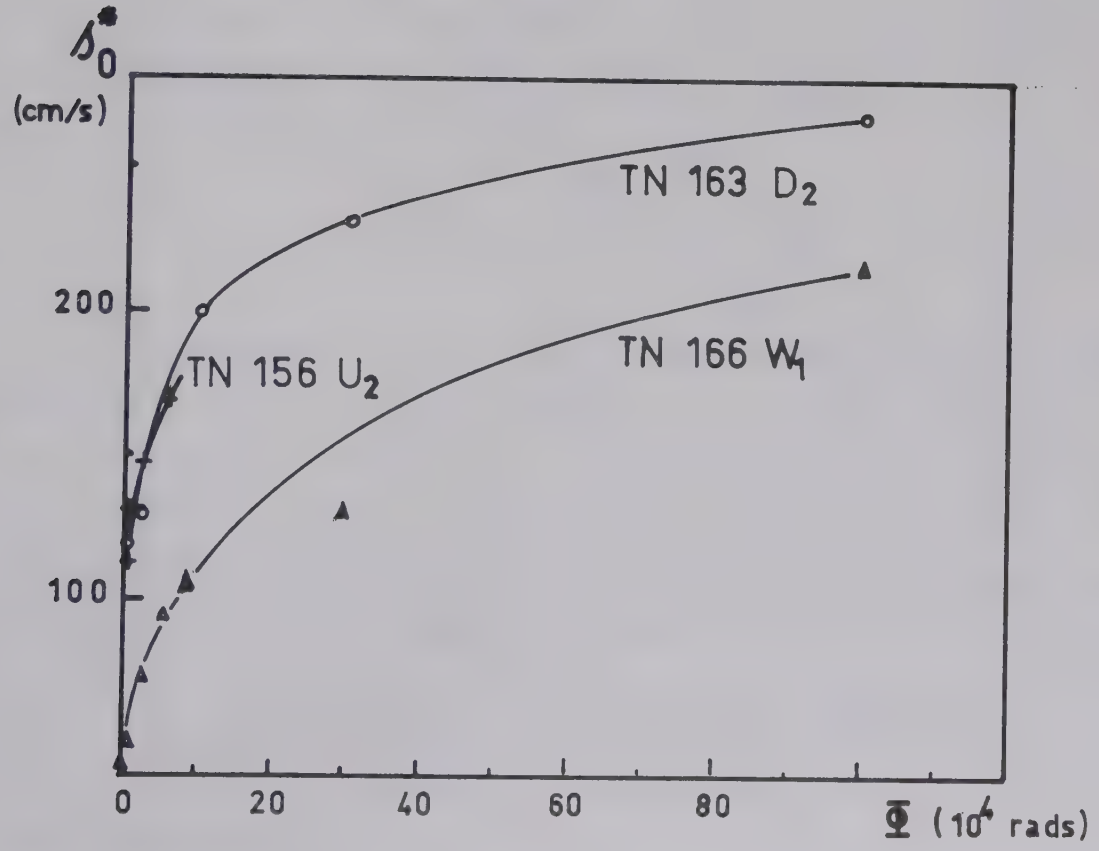


FIGURE III.9. Variations de la vitesse de recombinaison en surface s_0^* en fonction de la dose d'irradation.

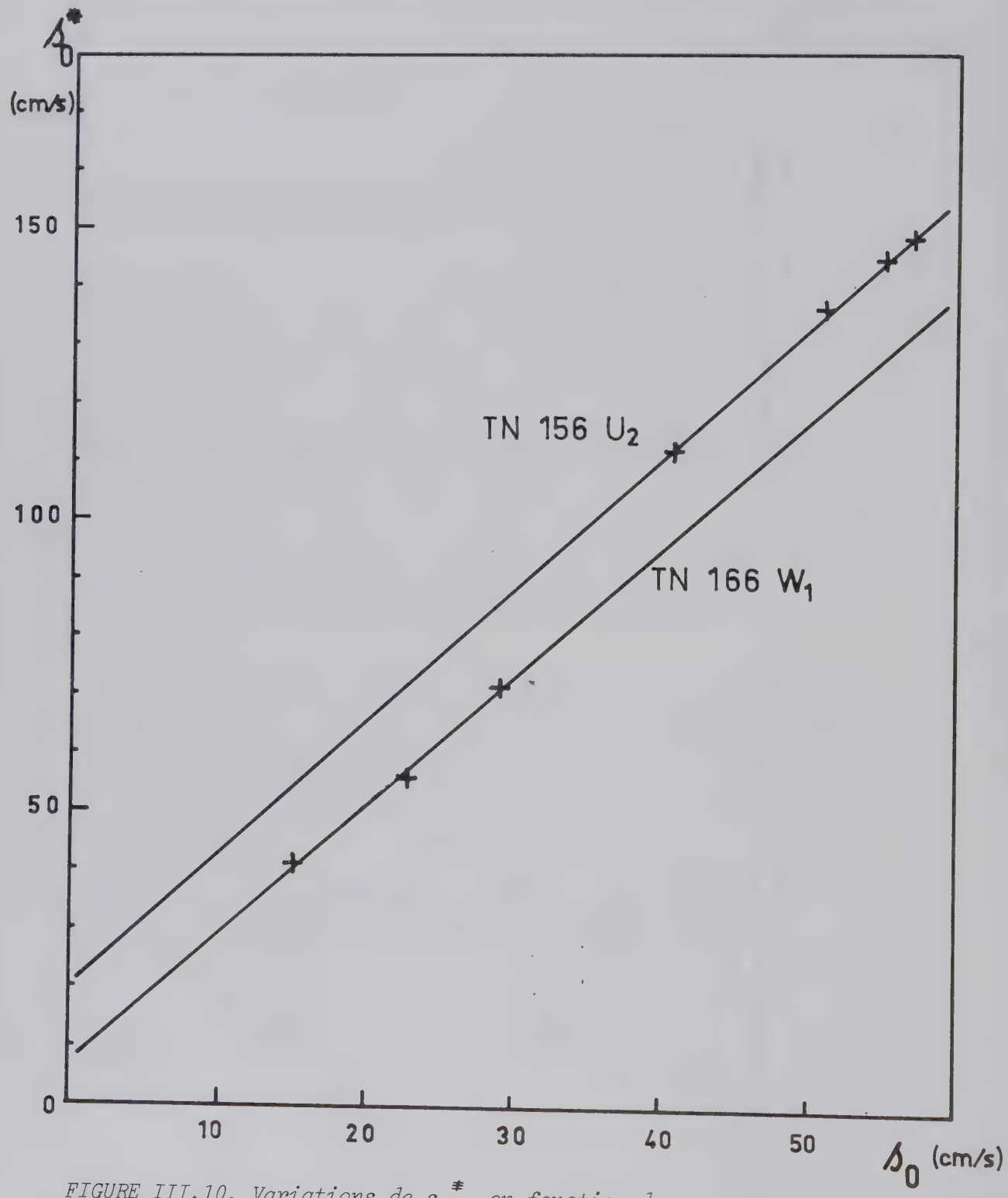


FIGURE III.10. Variations de s_o^* en fonction de s_o.

Ils montrent, en premier lieu, que les accroissements de s_o^* sont dûs en partie à ceux de s_o. Ces interprétations sont conformes à celles proposées par Grove, Snow et Fitzgerald sur des structures à jonctions et des dispositifs MOS (62, 63). Néanmoins, il est intéressant de noter que dans les dispositifs utilisés par ces derniers auteurs, l'accroissement de s_o^* résulte exclusivement de celui de s_o, ce qui n'est pas le cas des structures étudiées ici puisque la pente de s_o^* en fonction de s_o est approximativement égale à 2.

Cette différence traduit le fait que les courbes $I_B = f(v_G)$ se déforment après irradiation avec des doses élevées. L'allure des déformations suggère que, dans ces conditions, la vitesse de recombinaison associée aux centres situés dans la charge d'espace superficielle augmente notablement.

Posons alors que $\frac{x_p}{2} = s_{ov}$ et que, après irradiation $s_{ov}(\Phi) = s_{ov} + \Delta s_{ov}(\Phi)$.

D'après la relation de définition de s_o^*, on peut écrire :

$$\Delta_o^*(\Phi) = \Delta_o(\Phi) + \Delta_{ov}(\Phi) = \Delta_o(\Phi) + \Delta_{ov} + \Delta\Delta_{ov}(\Phi)$$

Nos observations indiquent que :

$$\Delta\Delta_{ov}[\Phi] \simeq \Delta\Delta_o[\Phi]$$

Ce résultat n'est pas invraisemblable. En effet, les structures étudiées ici ont un dopage assez élevé et la profondeur de la charge d'espace n'excède pas une centaine d'$\mathring{A}$. Une partie notable de cette zone est profondèment perturbée de sorte que ces propriétés ne sont pas entièrement analogues à celles du silicium massif. En particulier, il est probable que le seuil critique pour créer des défauts soit abaissé. Dans les dispositifs utilisés par Grove, Snow et Fitzgerald, le dopage était beaucoup moins élevé, l'extension de la charge superficielle était plus grande. Dans ce cas, la plupart de cette zone n'est pas perturbée du point de vue cristallographique et l'effet discuté dans ce qui précède n'est pas observable.

Lorsque la surface est en régime d'accumulation, c'est-à-dire pour des tensions de grille très négatives, il est admis par de nombreux auteurs que le courant de base dans ce cas est une composante de volume I_{BV} dû au courant inverse de la jonction émetteur-base et aux recombinaisons dans la zone neutre de base et dans la charge d'espace. A priori, si l'on admet que dans les conditions d'irradiation utilisées, l'énergie des rayons X est insuffisante pour créer des défauts dans le volume du silicium (déplacement d'atomes et mécanismes associés), l'accroissement du courant de base I_B constaté sur les Figures III.4. et III.5. ne peut résulter que de l'augmentation de composantes superficielles. Cette possibilité n'est pas improbable car, même en régime d'accumulation la charge d'espace se termine toujours à la surface. Pour une vitesse de recombinaison en surface élevée, ce qui est le cas après irradiation ou pour des surfaces de mauvaise qualité malgré une extension faible de la charge d'espace en surface, les composantes superficielles du courant de base peuvent être aussi importantes que celles venant du volume.

En ce qui concerne la TN 156 U_2 (Figure III.6), après le traitement à température élevée sous tension de grille négative, il semblerait que la charge dans l'oxyde de signe positif se déplace vers l'électrode de grille, d'où une diminution apparente importante de N_{SS}.

N_{SS} état initial $3.10^{12}/cm^2$
N_{SS} après traitement $3{,}5.10^{11}/cm^2$

Par contre, nous avons trouvé une agumentation de la vitesse de recombinaison en surface après ce traitement.

s_o état initial : 51 cm/s
s_o après traitement : 55 cm/s

Ce dernier résultat est analogue à celui rapporté par Grove, Snow et Fitzgerald (62). Rappelons que ces auteurs observèrent en outre un accroissement de N_{SS}. L'inobservation de ce dernier phénomène n'implique pas son absence dans nos expériences. Une explication possible est que

l'effet de la redistribution des charges est beaucoup plus important que celui résultant de l'accroissement de N_{SS}. Cependant, comme nous n'avons réalisé qu'une manipulation, nous ne pouvons tirer de conclusions certaines sur les phénomènes observés.

Effets de recuits

La reversibilité des mécanismes observés conduit à interpréter le processus de guérison comme résultant, d'une part, d'une diminution de la quantité de charges positives dans l'oxyde (déplacement du maximum de courant vers les tensions V_G croissantes) et d'autre part, d'une diminution de la vitesse de recombinaison en surface (décroissance des courants de génération recombinaison). Il faut noter que pour les tensions de grille fortement négatives (Fig. III.7), la décroissance du courant est également constatée. En conséquence, cette observation renforce l'interprétation précédente suivant laquelle les phénomènes de recombinaison à l'interface Si SiO_2 peuvent contribuer notablement à la génération du courant de base en régime d'accumulation en surface. Notons que les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux de Grove, Snow et Fitzgerald (62) qui ont rapporté que la charge induite peut être éliminée à 70% par un récuit à 300°C pendant 10 mn mais jamais à 100% même pour des temps de recuit de l'ordre de 400 heures.

x x

x

III.4. CONCLUSION

Les résultats obtenus peuvent se résumer comme suit : en dessous de 10^5 rads, le rayonnement ionisant n'a aucun effet notable sur le gain et les caractéristiques courant tension du transistor. Pour des doses plus élevées, le gain en courant dans le régime statique pour la configuration en émetteur commun décroît progressivement. L'amplitude de la diminution est la plus importante pour le régime d'appauvrissement en surface et pour les faibles valeurs du courant collecteur. Ces dégradations du gain en courant proviennent d'une augmentation des composantes superficielles du courant de base qui est elle-même dûe à des accroissements de la vitesse de recombinaison en surface et de la charge électrique contenue dans la couche d'oxyde de silicium. Pour l'essentiel, les variations de ces deux grandeurs en fonction de la dose de rayonnement sont analogues à celles reportées par Grove, Snow et Fitzgerald (62). De plus, en soumettant les composants à des températures comprises entre 150°C et 300°C, on observe une amélioration significative des caractéristiques sans jamais retourner à l'état initial, même après des temps de recuit importants, de l'ordre de plusieurs heures. La seule différence notable existant entre les travaux antérieurs et les expériences effectuées ici, est que la surface est fortement dopée. Il s'en suit quela zone de charge d'espace en régime d'appauvrissement reste localisée très près de l'interface silice-silicium. Dans ces conditions, nous avons vu que le coefficient de proportionnalité entre la vitesse de recombinaison globale s_o^* et la vitesse de recombinaison s_o associée aux états d'interface est approximativement le double de celui déduit des travaux antérieurs. Cette observation a été interprétée comme le résultat de la création de centres de recombinaison non seulement à l'interface mais aussi dans la couche de transition fortement perturbée du point de vue cristallographique et située au voisinage de l'interface.

L'ensemble de ces résultats sera utilisée dans le chapitre suivant pour analyser l'influence des rayonnements ionisants sur le bruit de fond.

CHAPITRE IV

INFLUENCE D'UN RAYONNEMENT IONISANT SUR LE BRUIT DE FOND DES TRANSISTORS TÉTRODES.

IV.I. INTRODUCTION

Dans ce Chapitre, l'étude du bruit de fond des transistors tétrodes après irradiation est effectuée. Les conditions de mesure sont identiques à celles du deuxième chapitre. Les paramètres du rayonnement sont ceux indiqués dans le Chapitre III.

A notre connaissance, peu de travaux ont été publiés sur les effets des rayonnements sur le bruit de fond des transistors bipolaires, mis à part l'étude de Kerns et Chen (72) qui ont utilisé des électrons de 3 Mev. Ces auteurs rapportent que le facteur de bruit des transistors mesuré à 100 KHz avec des résistances de source élevées augmente après irradiation et attribuent ces accroissements à la création de centres de recombinaison à la jonction émetteur-base.

Le but de l'étude qui suit est en premier lieu d'effectuer des observations expérimentales sur le comportement en bruit, après irradiation, des transistors tétrodes caractérisés dans les chapitres précédents. L'emploi de transistors tétrodes doit permettre de distinguer les effets de volume des effets de surface et donc de décrire d'une manière plus précise l'influence de l'irradiation. En outre, comme les expériences sont effectuées dans une plus large gamme de fréquences cette description sera plus générale. Enfin, comme le rayonnement utilisé ici est beaucoup moins énergétique, les interactions se produisant entre le composant et le rayonnement sont de nature différente.

Le deuxième objectif de ce chapitre est d'essayer d'interpréter à la lumière des conclusions des chapitres précédents les observations expérimentales. En effet, nous avons vu que les rayons X provoquent des variations de la vitesse de recombinaison en surface et de la charge électrique située dans la silice. Conformément aux modèles proposés pour expliquer le bruit, ces variations doivent s'accompagner de variations de bruit de fond en 1/f et de bruit de fond de recombinaison.

Par ailleurs, dans le deuxième chapitre, l'origine du bruit en 1/f a été attribuée à des pièges situés dans la silice près de l'interface. L'étude développée dans ce qui suit se propose d'évaluer l'effet des rayons X sur la densité de ces pièges et de rechercher l'existence de corrélations avec les accroissements des charges et des centres de recombinaison.

L'intérêt de cette dernière recherche est de préciser la nature des pièges responsables du bruit en 1/f.

Le chapitre comprend deux parties essentielles qui sont la présentation et l'analyse des résultats expérimentaux.

x x

x

IV.2. DESCRIPTION DES RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV.2.1. Cas des basses fréquences

Le bruit aux basses fréquences des tétrodes soumises aux rayons X a été caractérisé par le générateur de bruit en courant i_F. La Figure IV.1.A. représente pour la tétrode TN 166 W, les variations de celui-ci dans une gamme de 10 à 150 Hz, à tension grille et courant collecteur constants dans les 2 cas suivants : à l'état initial et pour une dose de 3.10^5 rads. La Figure IV.1.B. représente les variations du même générateur pour la tétrode TN 163 D_2 à l'état initial et pour une dose de 1.10^6 rads. Dans les deux cas, nous constatons que les spectres de bruit obtenus après irradiation présentent de la même façon qu'à l'état initial une dépendance en $1/f^{\delta}$ avec $\delta = 1$. Des résultats analogues à ceux-ci ont été obtenus pour des doses d'irradiation différentes.

Sur les Figures IV.2 et IV.3, nous avons porté à tension grille et courant collecteur constants, les variations du générateur i_F mesuré à 80 Hz en fonction des variations du courant de base provoquées par des doses d'irradiation croissantes ou par les recuits mentionnés au Chapitre III pour les 2 tétrodes ci-dessus.

En fonction des composantes de surface, les variations de $\overline{|i_{FS}|^2}$ sont portées sur les Figures IV.4 et IV.5 dans les mêmes conditions que précédemment.

Les résultats obtenus sur l'ensemble de ces courbes montrent que sous l'influence d'un rayonnement ionisant, le bruit en excès aux basses fréquences pour I_C constant peut se mettre sous la forme :

$$\overline{|i_F|^2} \propto I_B^{\gamma} \, 1/f^{\delta} \, \Delta f$$

avec $\delta = 1$

$\gamma = 0{,}72$ TN 166 W_1

$\gamma = 1{,}05$ TN 163 D_2

et $\overline{|i_{FS}|^2} \propto I_{ST}^{\lambda} \, 1/f^{\delta} \, \Delta f$

avec $\lambda = 1$ TN 166 W_1

$\lambda = 1{,}2$ TN 163 D_2

Sur la Figure IV.6, nous avons porté, pour TN 166 W, les variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en courant i_F, mesuré à 80 Hz, en fonction de la tension de grille à l'état initial et à des doses d'irradiation croissantes comprises entre 10^4 et 10^6 rads et pour I_C = 100 µA.

Les courbes obtenues ressemblent à celles du courant de base (Fig. III.4). Plus précisèment, on constate que :

1°) pour les faibles doses d'irradiation ($< 6.10^4$ rads) la forme des courbes obtenues ressemble à la courbe initiale. Pour les doses plus élevées, des déformations importantes sont observées,

2°) le maximum de chaque courbe se déplace sensiblement vers les tensions de grille négatives,

3°) la composante de bruit en volume $\overline{|i_{FV_4}|^2}$ ne semble pas être affectée par les doses d'irradiation jusqu'à 3.10^4 rads. Par contre, la composante de bruit en surface $\overline{|i_{FS}|^2}$ augmente au fur et à mesure que la dose croît.

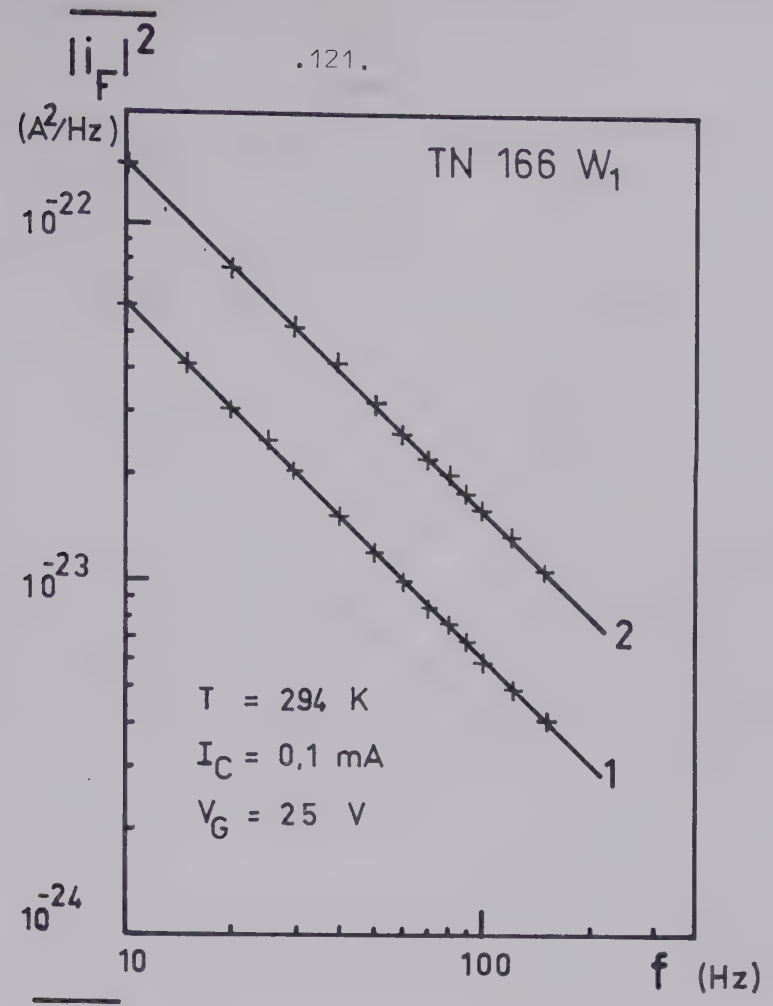
Des résultats analogues ont été observés sur TN 163 D_2 dont les variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit en courant en fonction de la tension de grille sont représentées sur la Figure IV.7.

Influence des recuits

Les deux recuits effectués sur la tétrode TN 163 D_2 après une dose de 10^6 rads (voir paragraphe III.2.2), provoquent une diminution notable du bruit comme nous pouvons le constater sur la Fig. IV.8, où nous avons porté les variations de la valeur quadratique moyenne du générateur de bruit i_F en fonction de la tension de grille dans les quatre cas suivants : à l'état initial, après une dose de 10^6 rads et après chacun des deux recuits.

Les courbes après recuit, tendent à se rapprocher de celle représentant l'état initial. La décroissance de bruit est surtout notable pour la composante de bruit en surface. De plus, le maximum des courbes après recuit se déplace vers les tensions de grille positives.

A



B

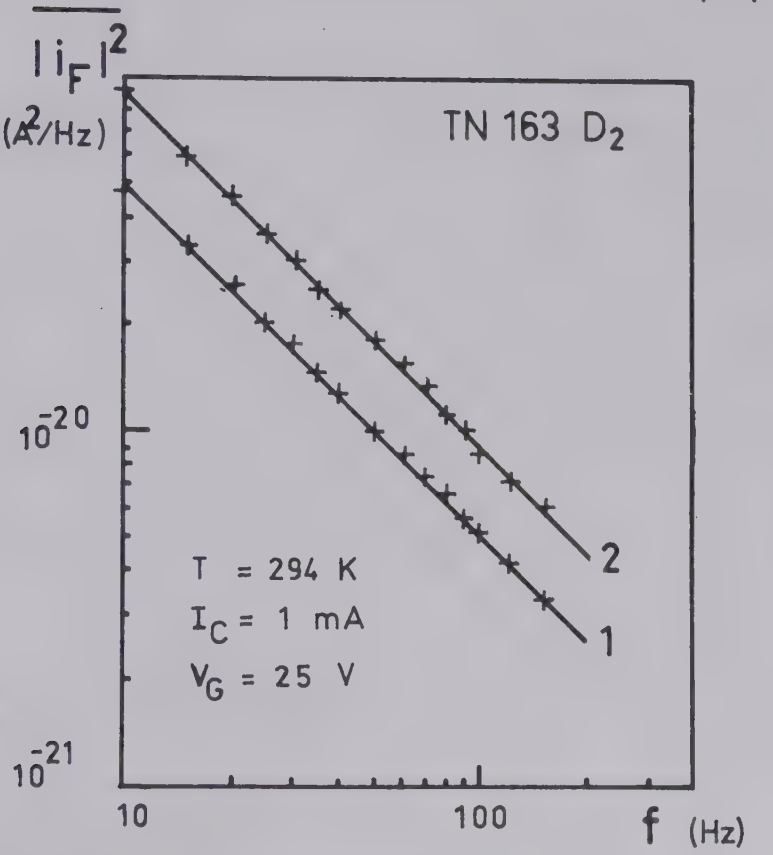


FIGURE IV.1. Variations de la valeur quadratique moyenne de bruit en basse fréquence

A { *1 TN 166 W_1 état initial v_G = + 25 v, I_C = 100 µA*
2 TN 166 W_1 3.10⁵ rads v_G = + 25 v, I_C = 100 µA

B { *1 TN 163 D_2 état initial v_G = + 25 v, I_C = 1 mA*
2 TN 163 D_2 10⁶ rads v_G = + 25 v, I_C = 1 mA

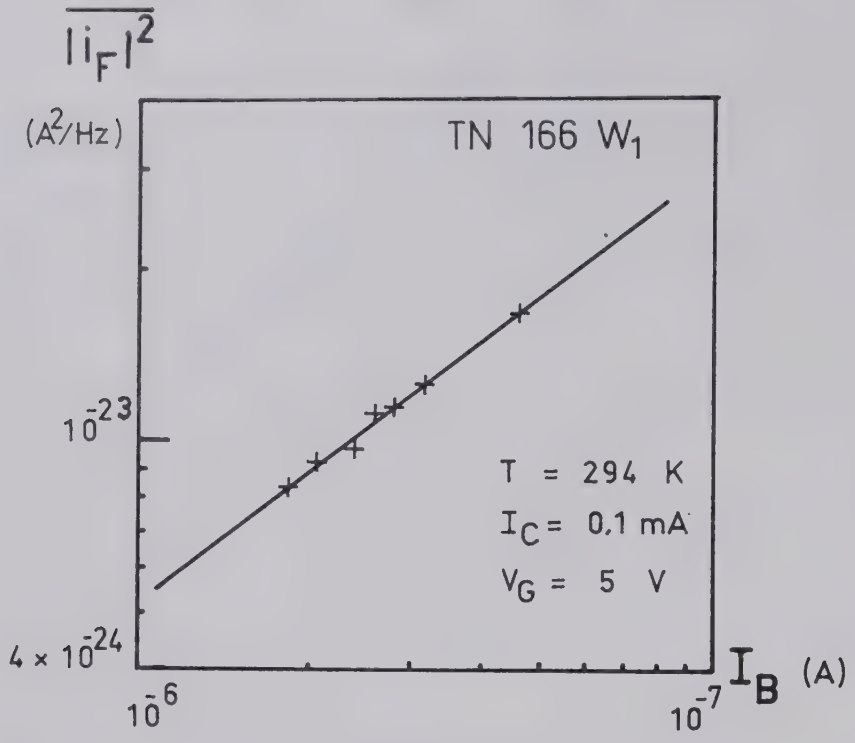


FIGURE IV.2.

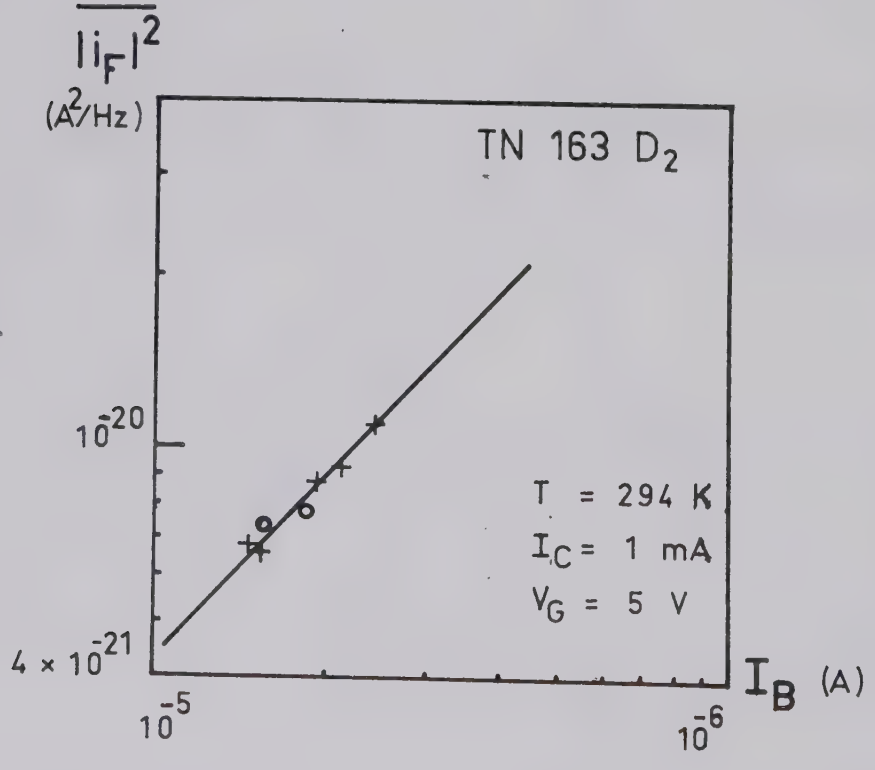


FIGURE IV.3.

Variations du bruit en fonction des variations du courant de base provoquéespar des doses d'irradiation croissantes (+) ou par les recuits. (o)

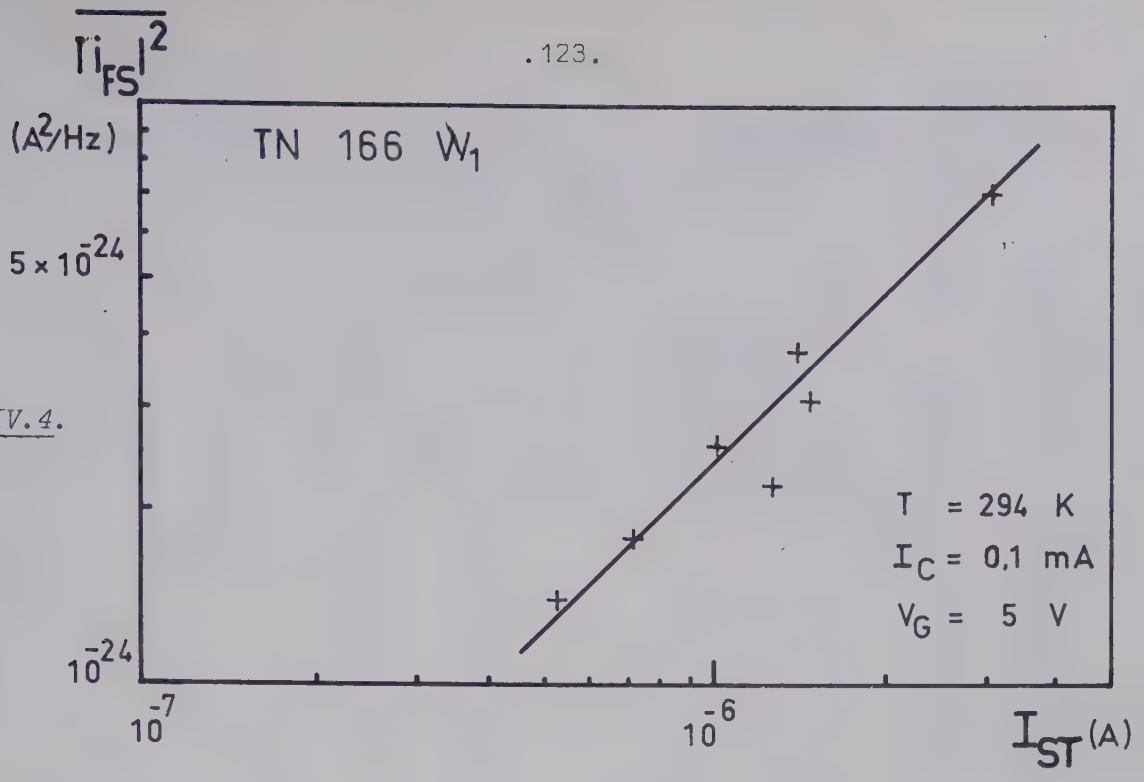


FIGURE IV.4.

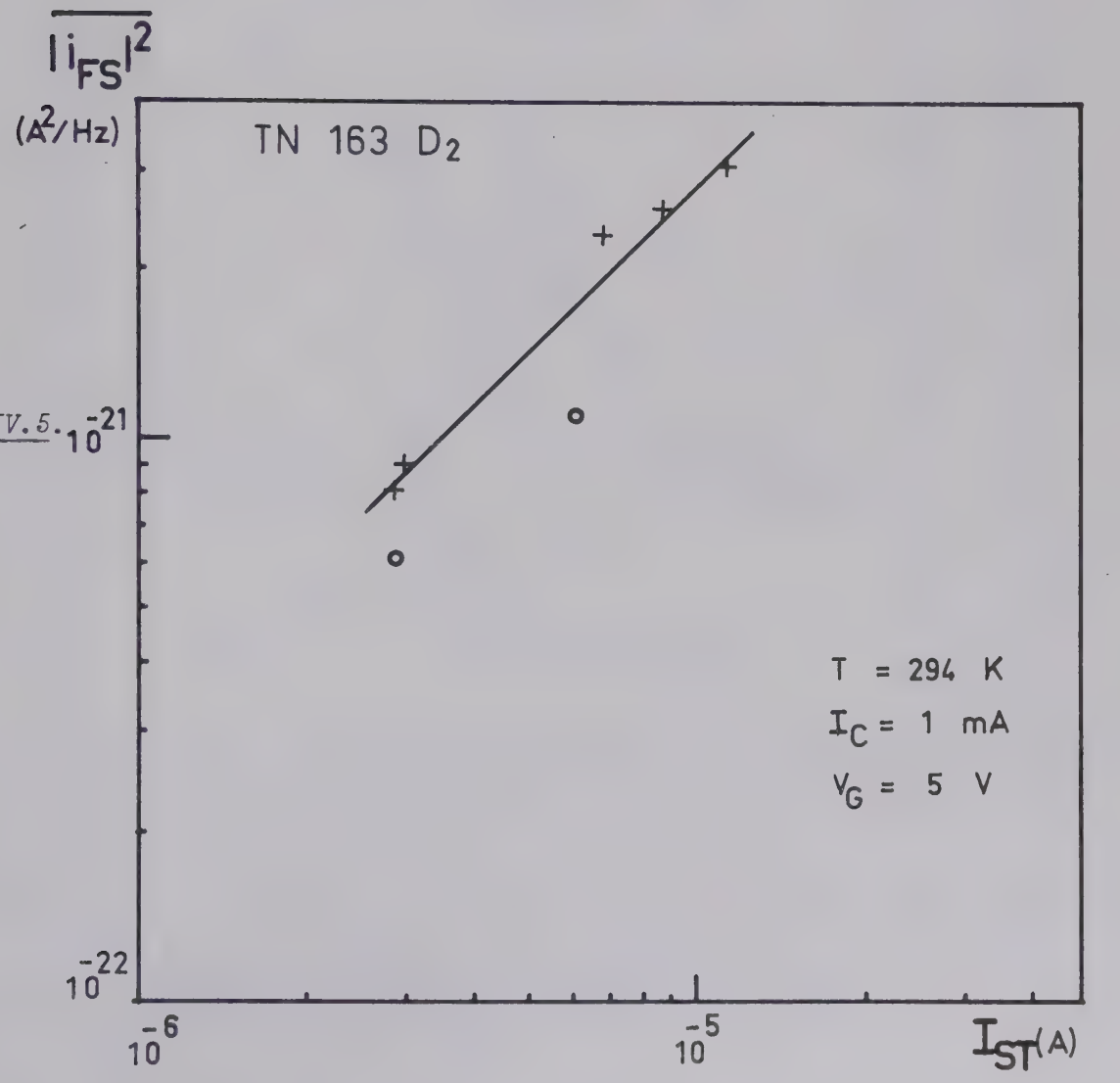


FIGURE IV.5.

Variations du bruit en fonction des variations du courant de surface de base provoquées par des doses d'irradiation croissantes (+) ou par les recuits (o).

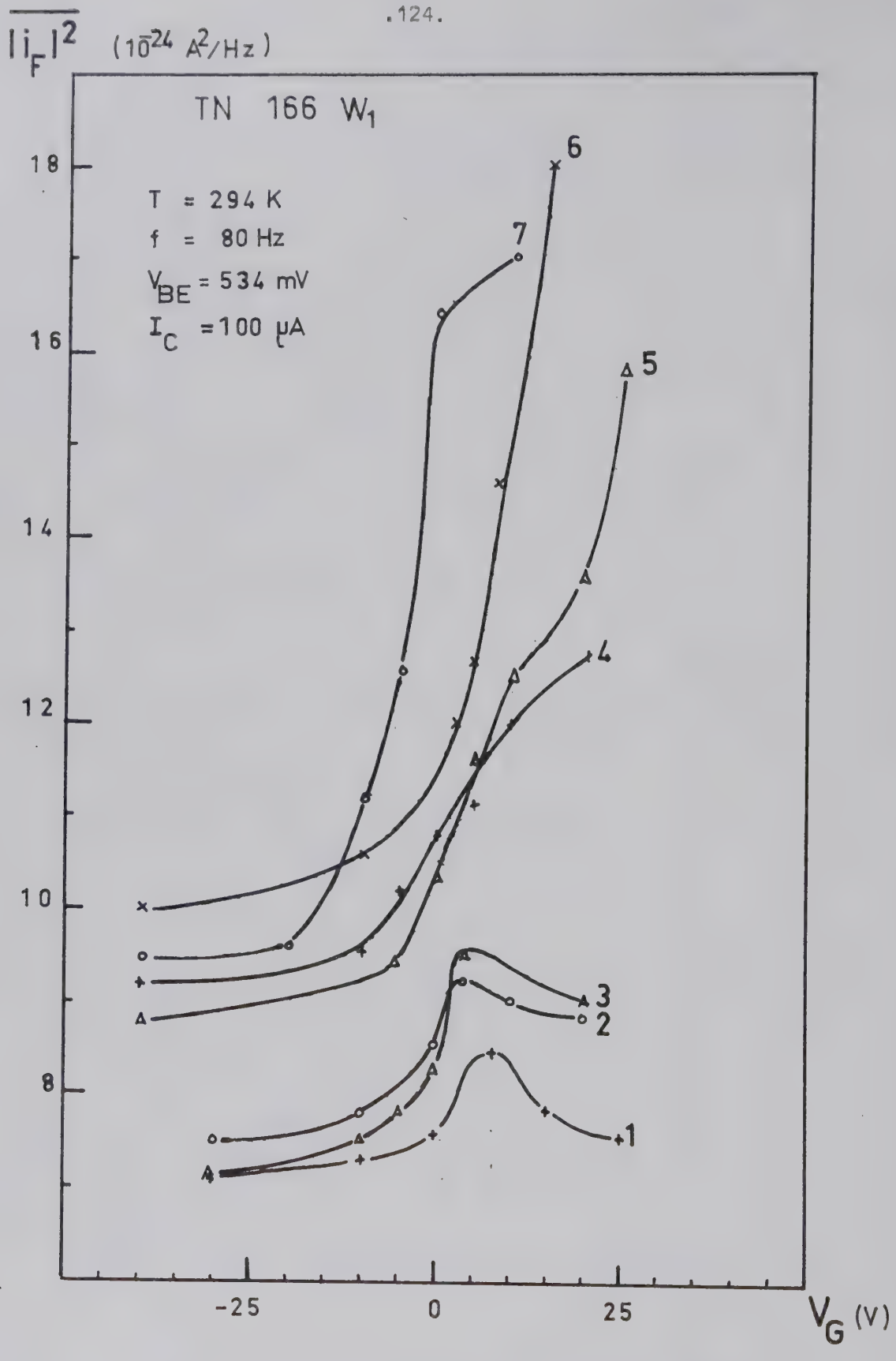


FIGURE IV.6. Variations du bruit, en basse fréquence, en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes : 1 : état initial - 2 : 10^4 rads 3 : 3.10^4 rads - 4 : 6.10^4 rads - 5 : 9.10^4 rads 6 : 3.10^5 rads - 7 : 10^6 rads.

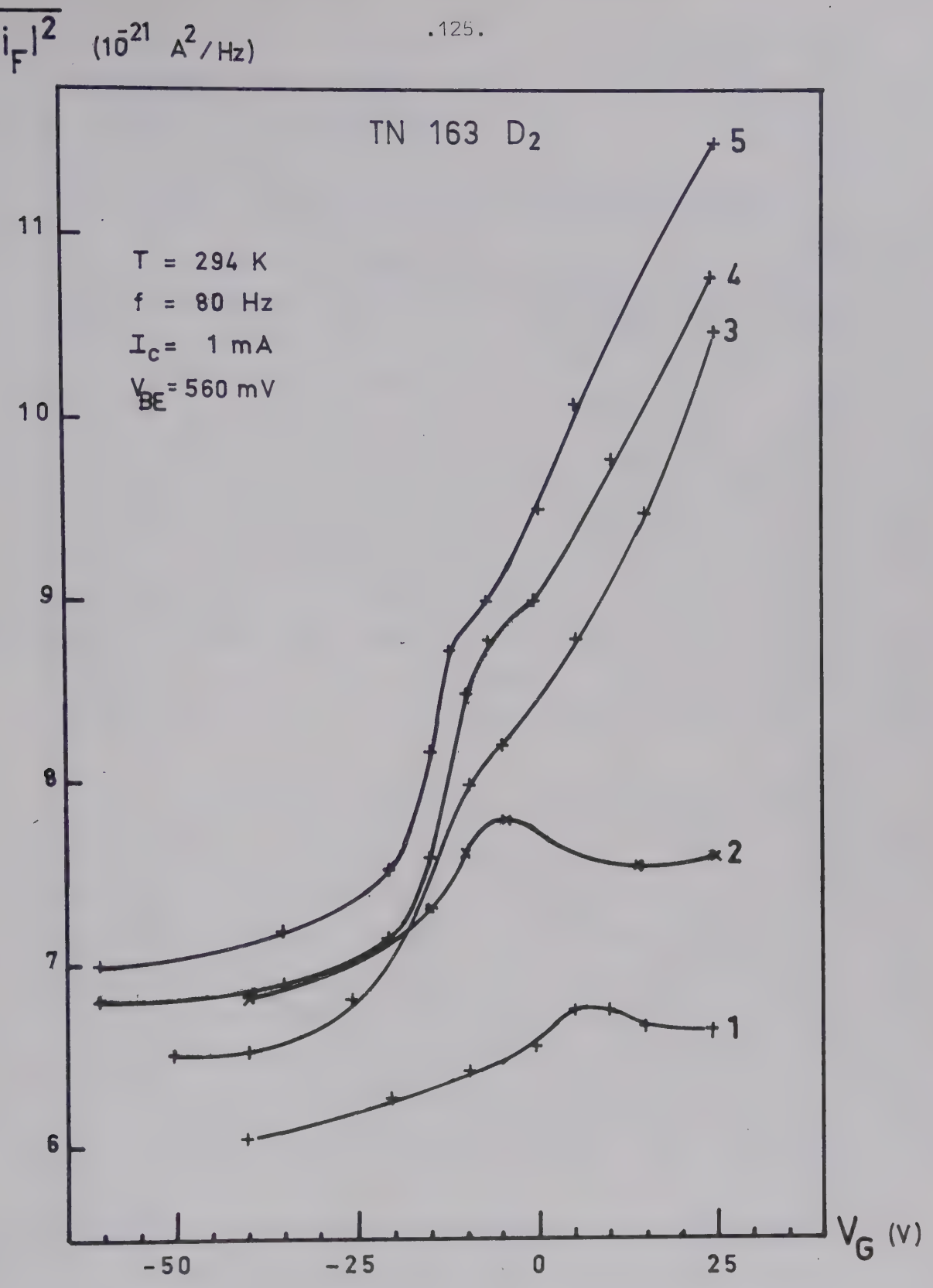


FIGURE IV.7. Variations du bruit, en basse fréquence, en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes

1 : état initial - 2 : 3.10^4 rads - 3 : 10^5 rads
4 : 3.10^5 rads - 5 : 10^6 rads.

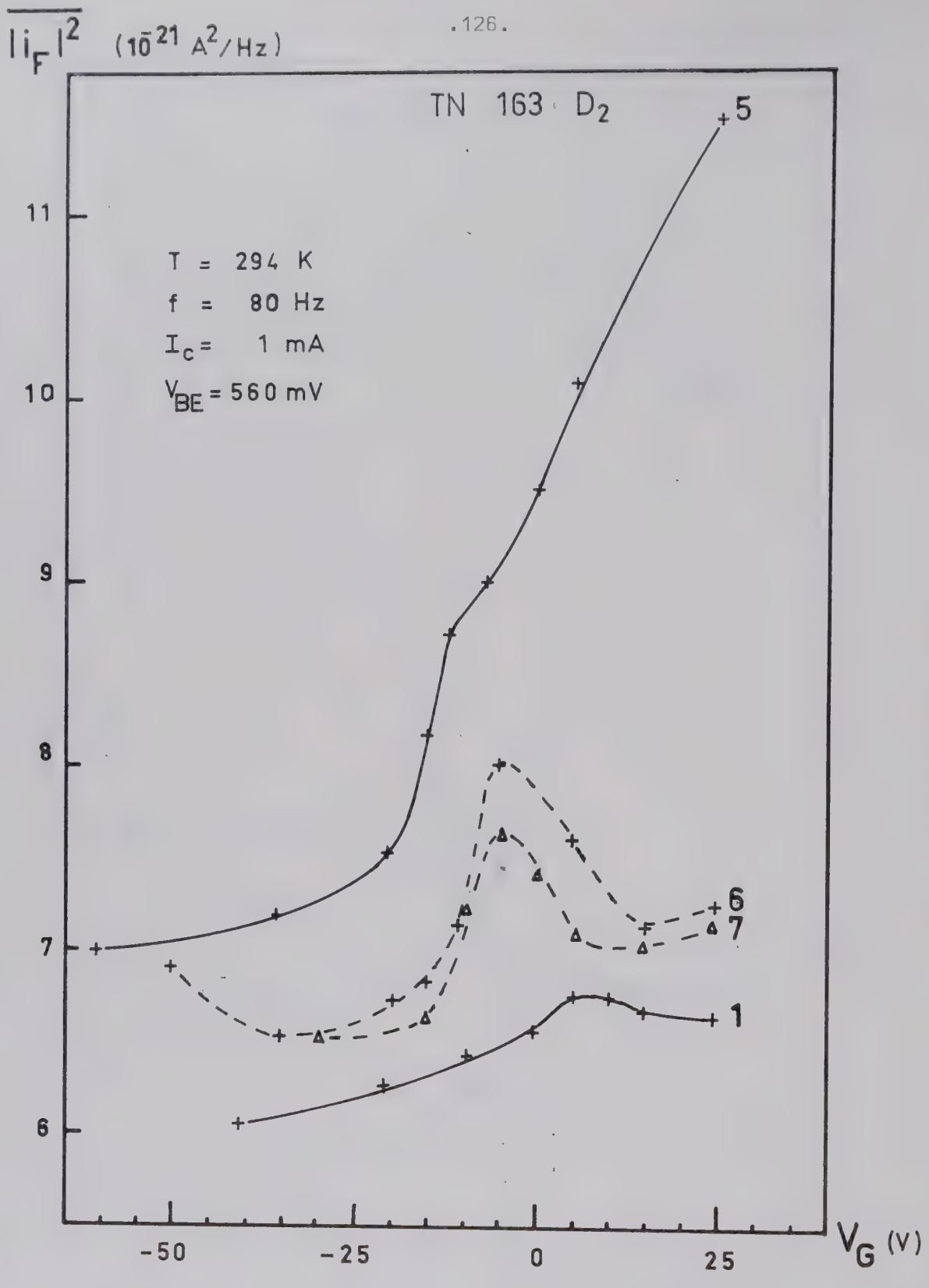


FIGURE IV.8. Variations du bruit, en basse fréquence, en fonction de la tension de grille

1 : état initial - 5 : irradiation 10^6 rads

6 : recuit 150°C 100 mn - 7 : recuit 300°C 60 mn.

IV.2.2. Cas des fréquences supérieures à quelques kilohertzs

Nous avons représenté sur la Figure IV.9 des exemples de spectres de bruit dans une large gamme de fréquences. Nous avons choisi d'effectuer la plupart de nos mesures à 100 KHz, fréquence à laquelle le bruit en $1/f^{\delta}$ est négligeable.

Sur les Figures IV.10 et IV.11 , nous avons porté les variations du facteur de bruit, mesuré à une fréquence de 50 ou 100 KHz, en fonction de la résistance de source. On constate que F reste constant pour des résistances de source faibles quelle que soit la tension de grille ou la dose d'irradiation. Par contre, pour des résistances de source élevées, à tension grille constante, le facteur de bruit est une fonction croissante de la dose reçue par le composant. Notons que les variations sont plus importantes pour les tensions de grille positives que négatives.

La Figure IV.12 représente pour la tétrode TN 156 U_2, les variations du bruit en courant équivalent I_{ND} en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes. Les courbes obtenues évoluent de façon semblable à celles du courant de base (Fig. III.6) et montrent un déplacement du maximum de chaque courbe vers les tensions de grille négatives au fur et à mesure de l'augmentation de la dose d'irradiation. Nous avons représenté simultanément les 2 grandeurs I_{ND} et I_B sur la Fig. IV.13 dans les 3 cas suivants : à l'état initial, après le traitement à température élevée et après une dose de 10^6 rads. On constate que pour les tensions de grille négatives, nous avons en général $I_{ND} \simeq I_B$. Par contre, I_{ND} devient inférieur à I_B pour des tensions de grille positives.

Des résultats analogues ont été obtenus sur la tétrode TN 166 W, dont les variations de bruit équivalent I_{ND} en fonction de la tension de grille pour plusieurs doses d'irradiation ont été portées sur la Fig. IV.14 et qui peuvent être comparées aux caractéristiques $I_B = f(v_G)$ de la Figure III.4. Toutefois, notons que sur cette tétrode, le courant de base I_B est supérieur à I_{ND} ceci quelle que soit la tension de grille ou la dose d'irradiation. Nous pouvons le constater clairement

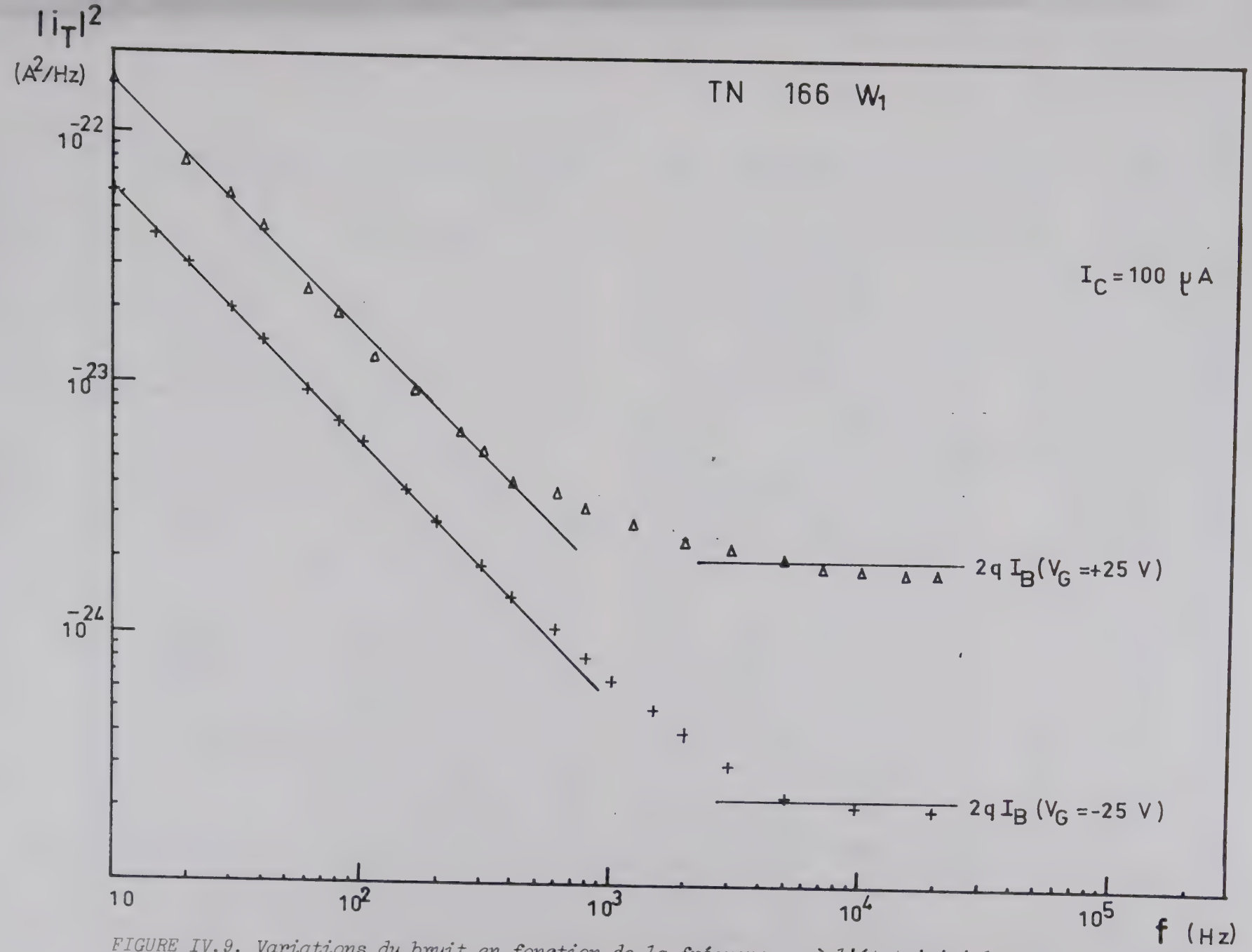


FIGURE IV.9. Variations du bruit en fonction de la fréquence : à l'état initial pour v_G = - 25 v et à 3.10^5 rads pour v_G = + 25 v.

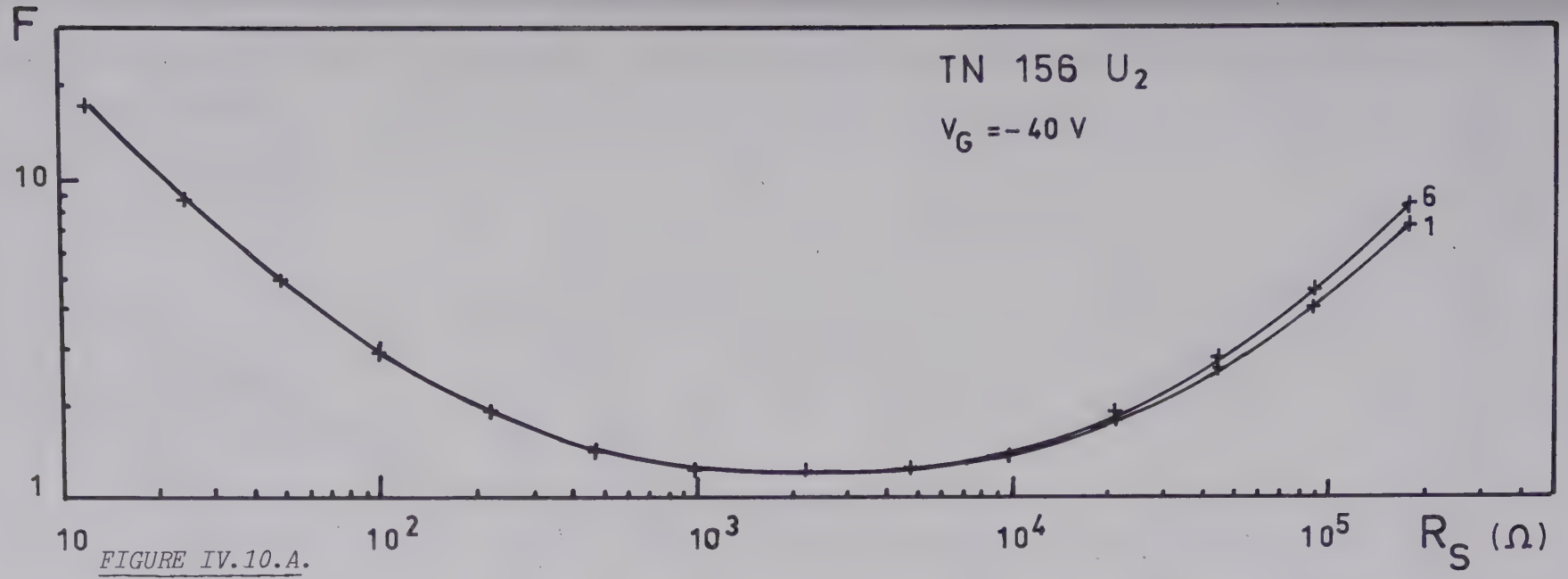


FIGURE IV.10.A.

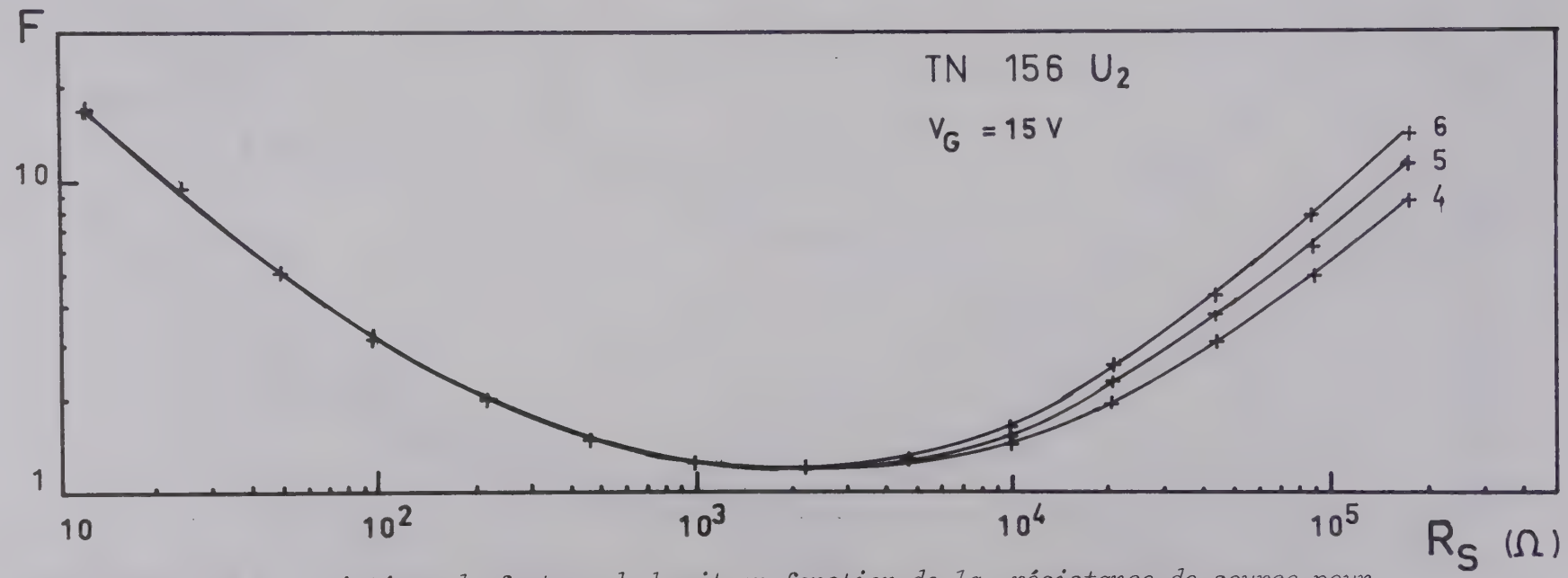


FIGURE IV.10.B. *Variations du facteur de bruit en fonction de la résistance de source pour plusieurs doses d'irradiation. 1 : état initial - 4 : 1,1 10^4 rads 5 : 3,1 10^4 rads - 6 : 6,1.10^4 rads.*

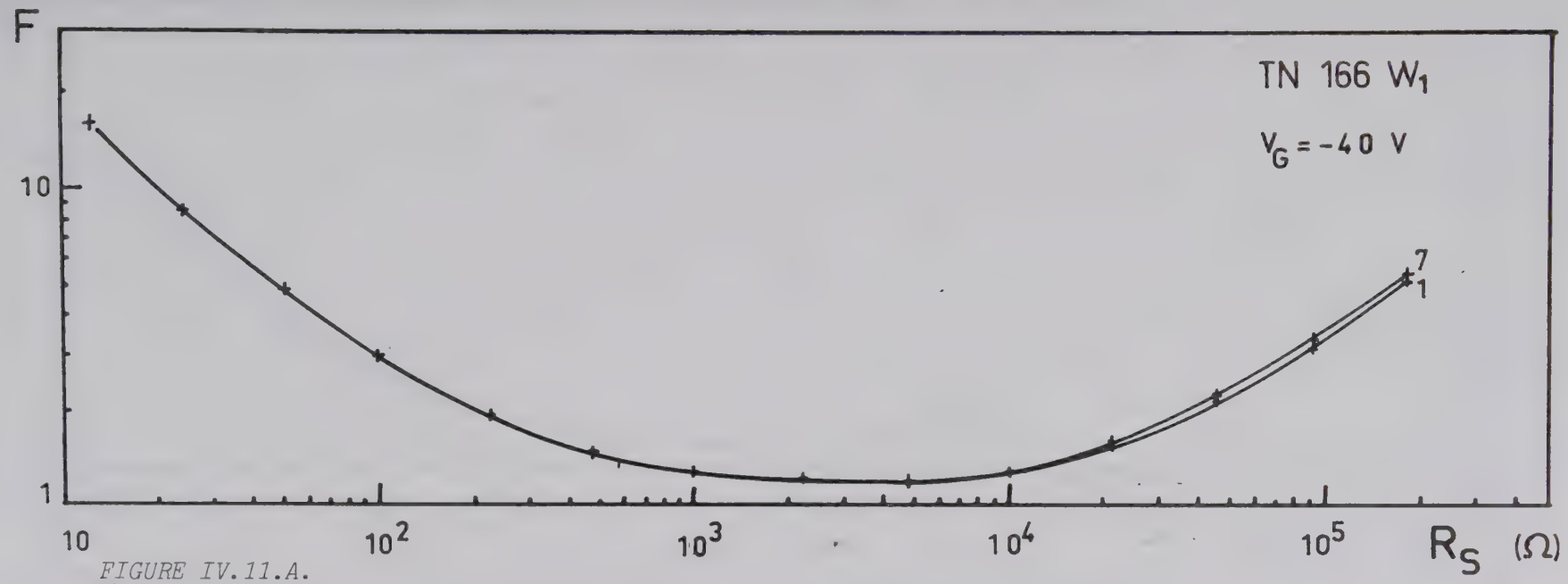


FIGURE IV.11.A.

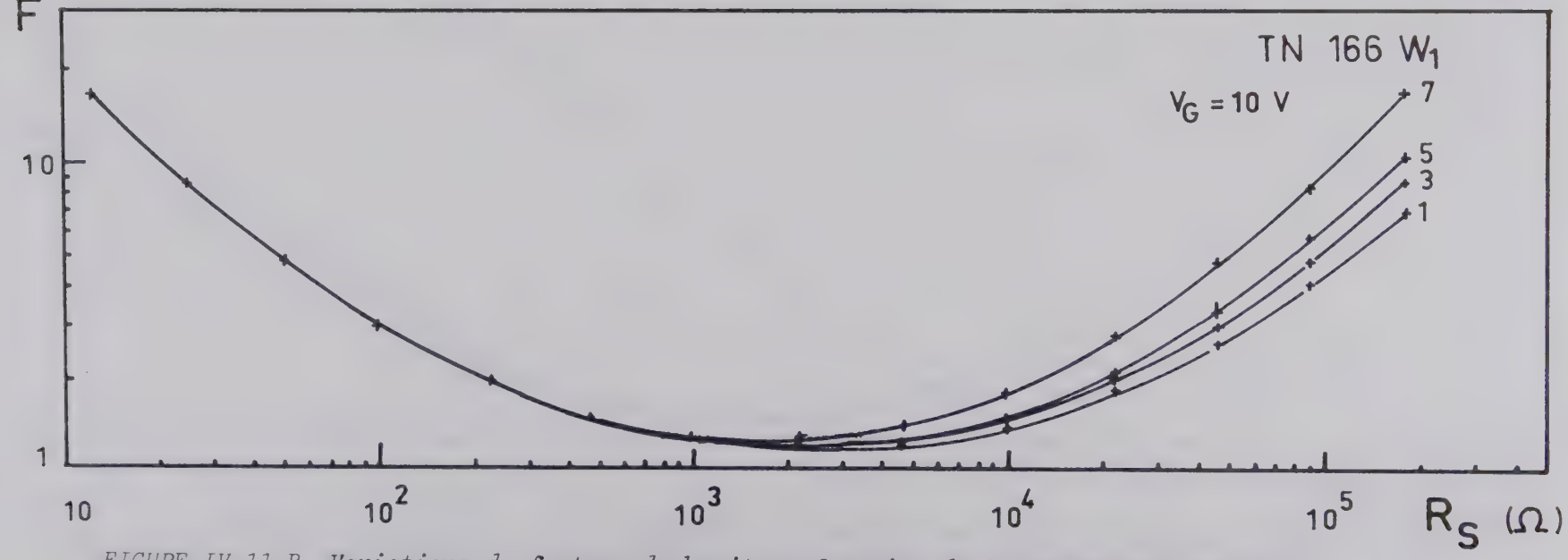


FIGURE IV.11.B. *Variations du facteur de bruit en fonction de la résistance de source 1 : état initial - 3 : 3.10^4 rads - 5 : 9.10^4 rads - 7 : 10^6 rads.*

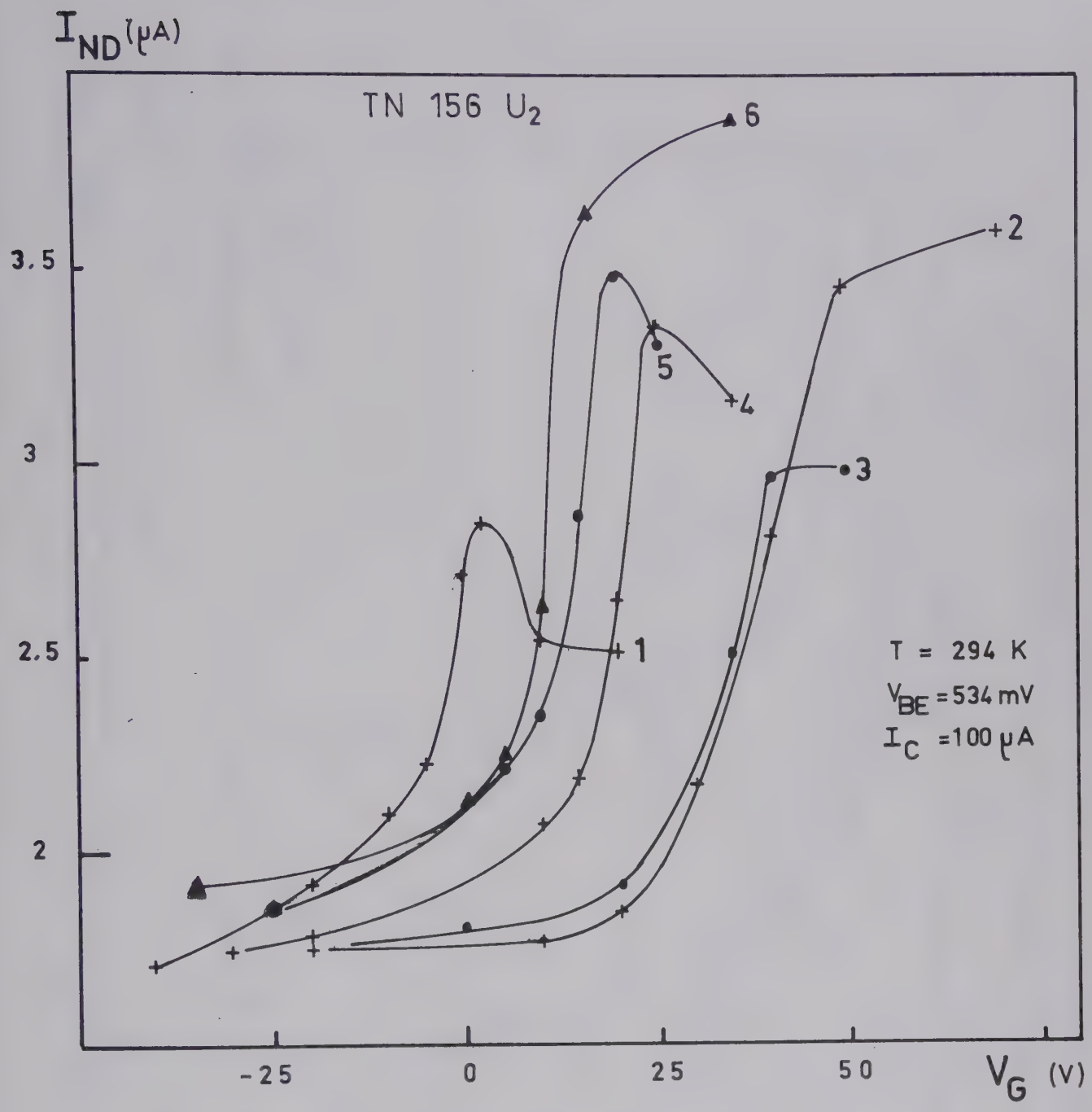


FIGURE IV.12. *Variations du courant de bruit équivalent mesuré à 50 KHz (1) et 100 KHz (2 à 6) en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes*
1 : état initial - 2 : Traitement température élevée
3 : 10^3 rads - 4 : $1{,}1.10^4$ rads - 5 : $3{,}1.10^4$ rads
6 : $6{,}1.10^4$ rads.

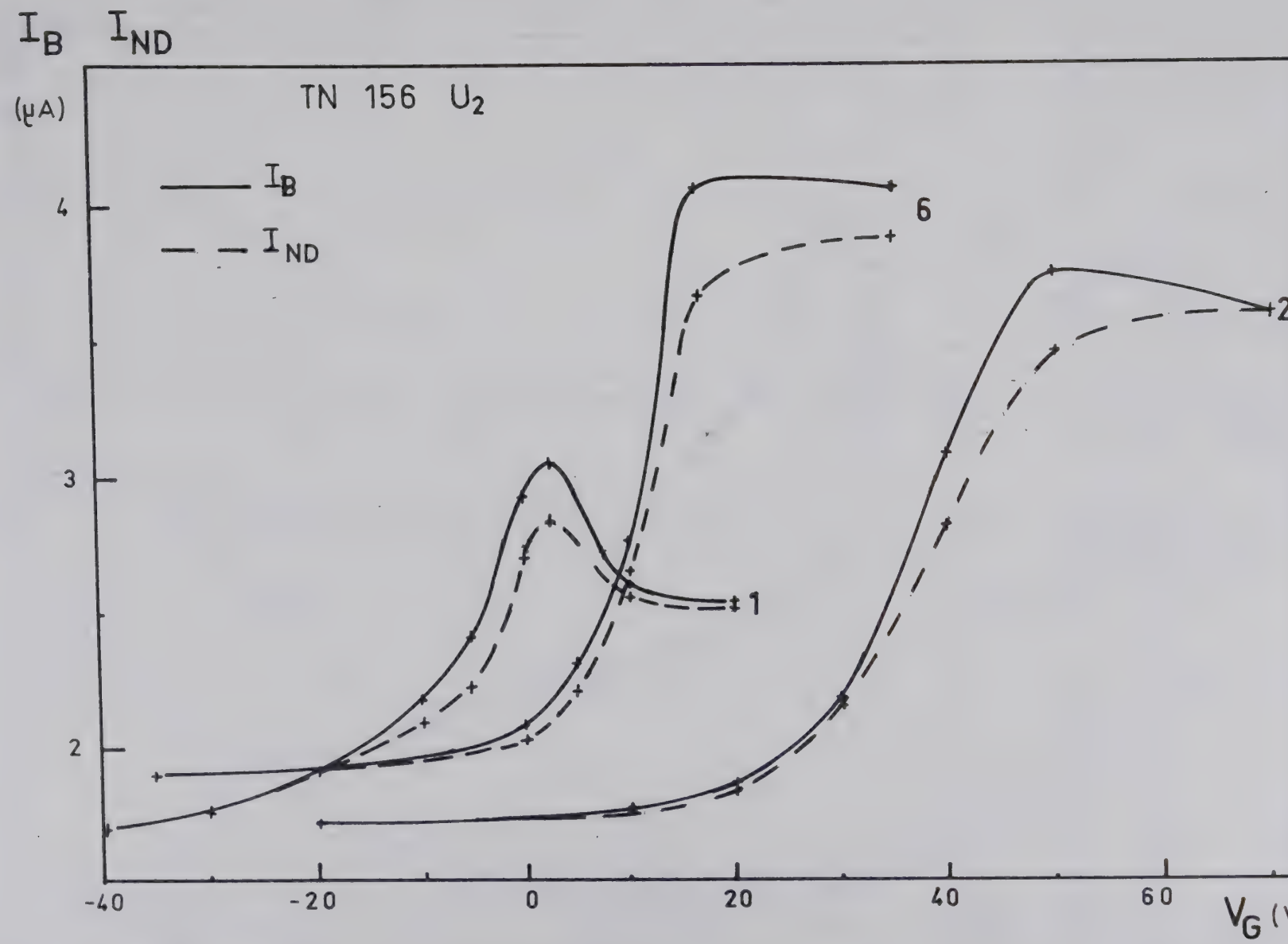


FIGURE IV.13. *Variations comparées de I_{ND} et de I_B en fonction de la tension de grille dans les 3 cas suivants :*
à l'état initial 1 , après un traitement à température élevée 2
et après une dose de 6,1 10^4 rads 6

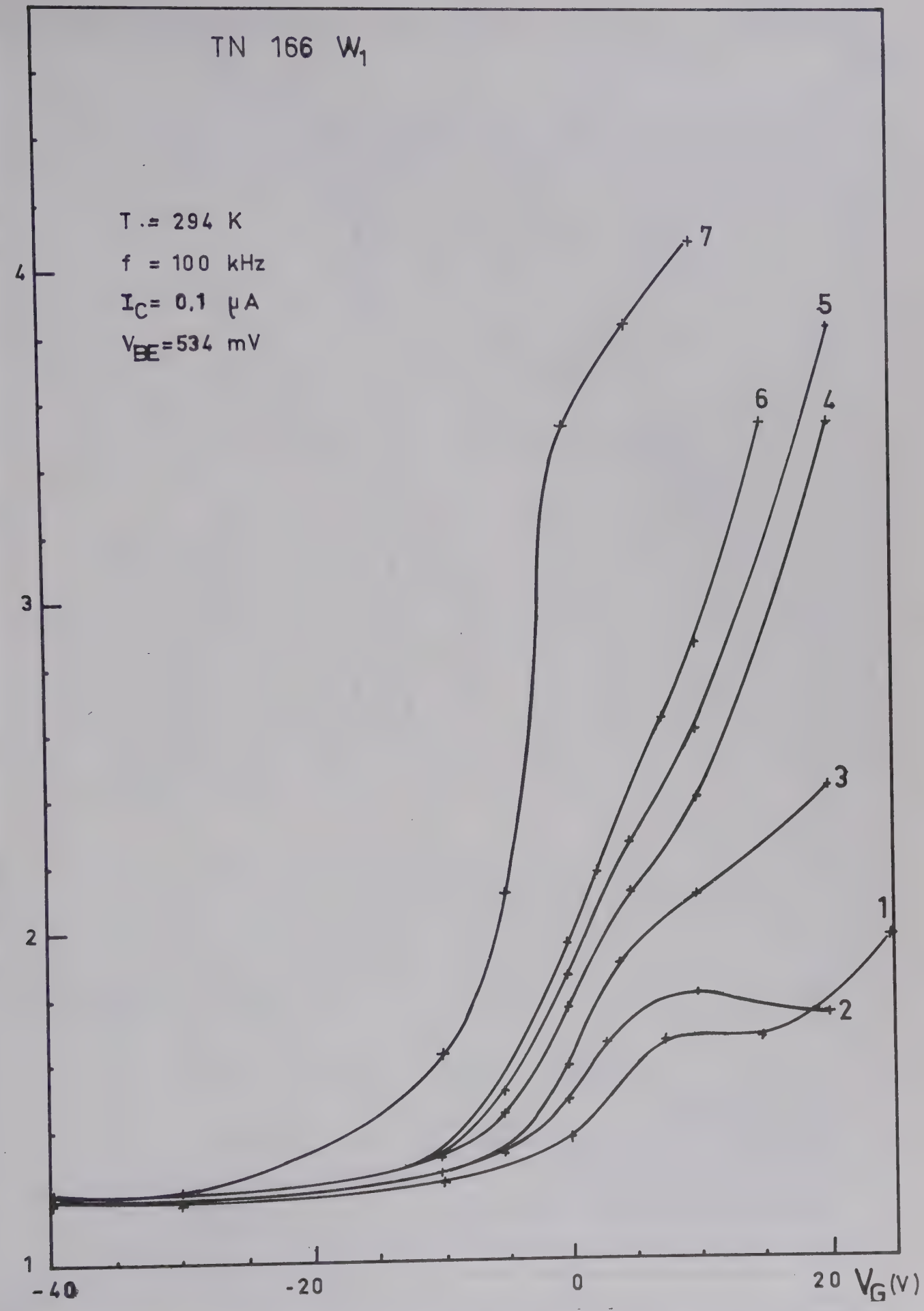


FIGURE IV.14. Variations du courant de bruit équivalent mesuré à 100 KHz en fonction de la tension de grille pour des doses d'irradiation croissantes

1 : état initial - 2 : 10^4 rads - 3 : 3.10^4 rads - 4 : 6.10^4 rads
5 : 9.10^4 rads - 6 : 3.10^5 rads - 7 : 10^6 rads.

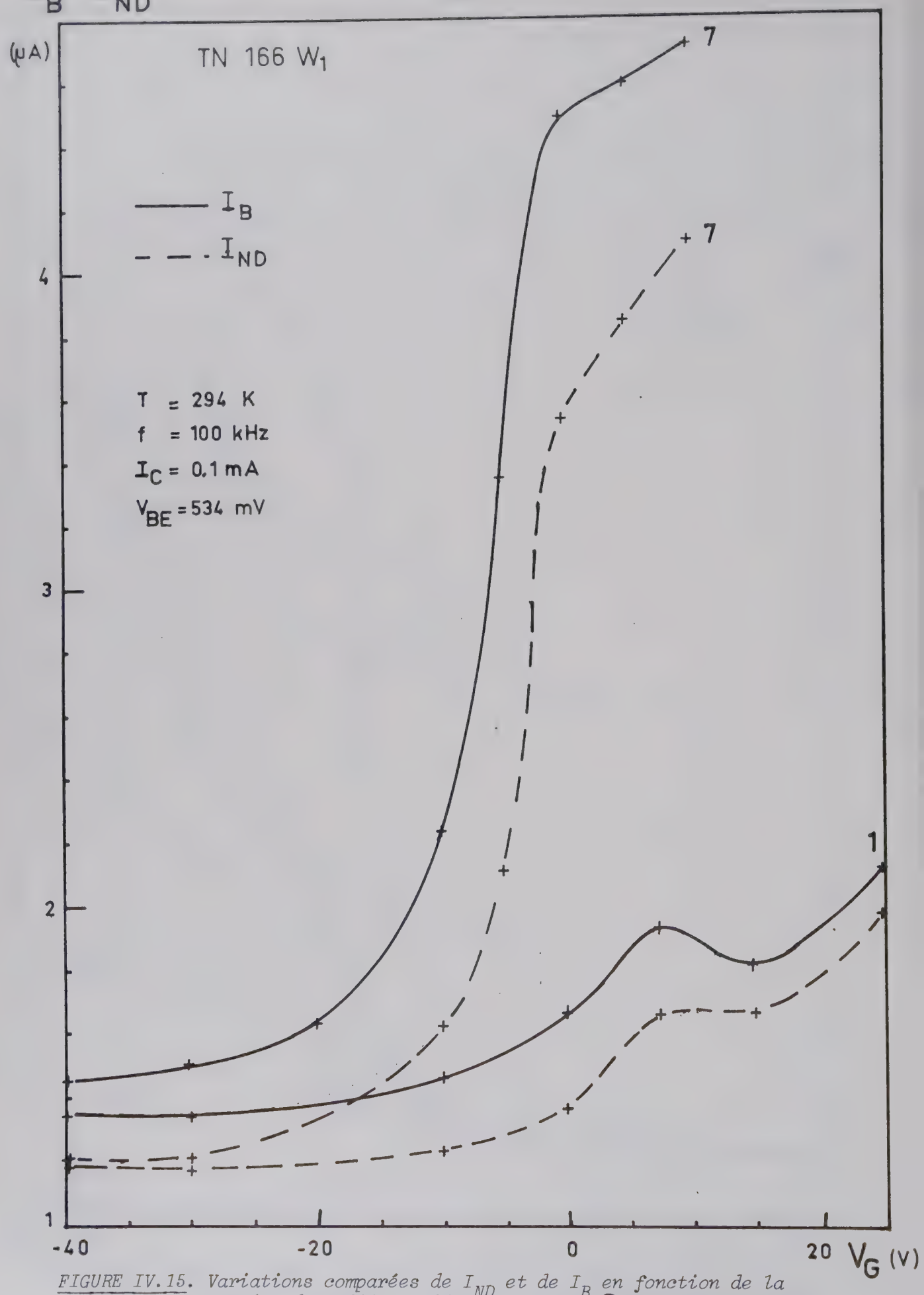


FIGURE IV.15. Variations comparées de I_{ND} et de I_B en fonction de la tension de grille à l'état initial ① et après une dose de 10^6 rads ⑦.

sur la Fig. IV.15 où nous avons porté les variations simultanées de I_{ND} et de I_B dans les 2 cas suivants à l'état initial, et pour une dose de 10^6 rads. Notons qu'il se produit la même chose pour les doses d'irradiation intermédiaires.

IV.3. INTERPRETATION DES RESULTATS

De la même façon qu'au Chapitre II, nous analyserons les résultats des moyennes puis des basses fréquences.

IV.3.1. Cas des fréquences supérieures à quelques kilohertzs

Nous avons observé sur les Figures IV.10 et IV.11 que le facteur de bruit F reste constant quelle que soit la dose d'irradiation pour des résistances de source faibles. Etant donné que dans ces conditions, le facteur de bruit est déterminé uniquement par le générateur de tension, nous pouvons en conclure d'après l'expression de celui-ci établie au Chapitre II, que les rayons X n'affectentpas le volume du semiconducteur. Ces résultats sont en accord avec les travaux antérieurs de Grove (64), Buxo (66), Garric (65) sur les effets des irradiations ionisantes sur les caractéristiques courant tension.

Pour des résistances de source élevées, on constate que F augmente avec la dose ce qui signifie que, dans ce cas, les irradiations ont créé des sources de bruit supplémentaires. Le facteur de bruit étant, dans ces conditions, déterminé par le générateur de courant i_D, ce dernier évolue donc sous irradiation. On sait que i_D s'exprime par (Chapitre II) :

$$\overline{i_D i_D^*} = \overline{i_{NB} i_{NB}^*} + \overline{i_{NS} i_{NS}^*} + y_{RS}^2 \overline{e_D e_D^*} - 2 y_{RS} \overline{e_N i_{NB}^*}$$

D'après les conclusions relatives à F pour des résistances de sources faibles, les termes communs aux expressions de e_D et i_D restent constants. Il s'en suit que les grandeurs y_{RS} et i_{NS} ont évolué ou bien que des sources supplémentaires de bruit ont été créées.

Si nous considérons que y_{RS} et i_{NS} ont évolué, nous devons avoir, conformément à ce qu'il a été dit au Chapitre II, $\wp$ compris entre 2 valeurs extrêmes qui sont 0,75 et 0,88.

Les variations de bruit équivalent I_{ND} et du courant de base I_B en fonction de la tension de grille et tracées sur les Figures IV.12 , IV.14 et III.4, III.6 nous permettent de déterminer pour toutes les doses d'irradiation les valeurs de I_{ST} et de I_{NDS}. Les résultats obtenus pour les doses d'irradiation les plus élevées et lorsque la surface est dépeuplée de porteurs, sont rassemblés dans le Tableau ci-dessous :

	TN 156 U_2 $\Phi = 6{,}1\ 10^4$ rads	TN 166 W_1 $\Phi = 10^6$ rads
$2\,q\,I_{NDS}$ (A^2/Hz)	$5{,}6\ 10^{-25}$ $V_G = +\ 15{,}5$ v	$7{,}5\ 10^{-25}$ $V_G = 0$ v
$\wp = 0.75$ $2\wp\,q\,I_{ST}(A^2/Hz)$	$5{,}1\ \ 10^{-25}$	$7{,}3\ 10^{-25}$
$\wp = 0.88$ $2\wp\,q\,I_{ST}(A^2/Hz)$	$6{,}0\ \ 10^{-25}$	$8{,}58\ 10^{-25}$

Nous constatons que la valeur de bruit mesurée est comprise entre les 2 valeurs extrêmes correspondant à l'existence d'un bruit de génération recombinaison. Nous pouvons donc évaluer :

: TN 156 U_2 $\Phi = 6{,}1.10^4$ rads $V_G = +\ 15{,}5$ v : $\wp = 0{,}81$

TN 166 W_1 $\Phi = 10^6$ rads $V_G = 0$ v : $\wp = 0{,}77$

Les variations de $\beta_o = I_{ND}/I_B$ en fonction de la tension de grille sont portées sur la Figure IV.16.

En conséquence, nous pouvons affirmer que ce sont bien y_{RS} et i_{NS} qui ont évolué et qu'il n'y a pas eu d'autres sources supplémentaires de bruit crées.

Le bruit de surface, existant lorsque la surface est appauvrie en porteurs, reste donc, même sur des composants irradiés, un bruit de génération recombinaison provenant des centres de génération existant dans la zone de charge d'espace de la jonction émetteur-base.

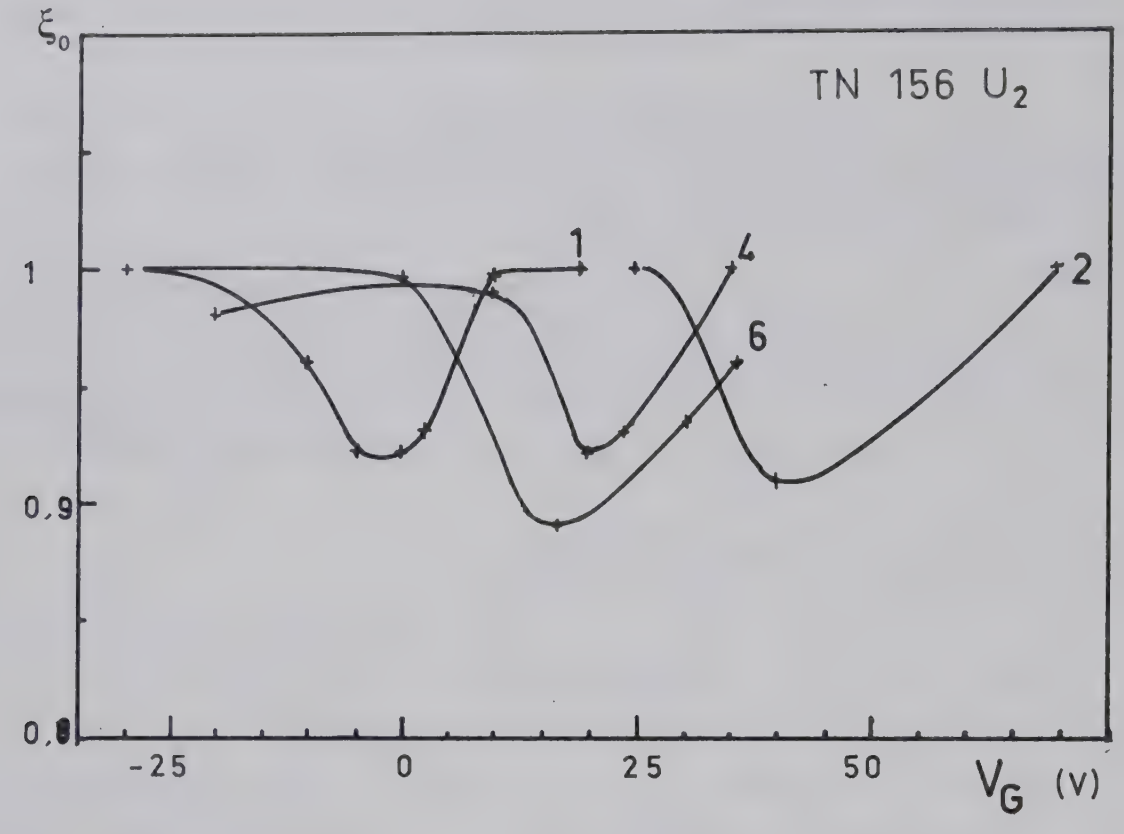
IV.3.2. Cas des basses fréquences

Dans le Chapitre II, nous avons vu que la surface constituait la source la plus importante de bruit en 1/f.

Dans le Chapitre III, nous avons attribué l'augmentation du courant de base sous irradiation à la formation d'une charge positive $\Delta Q_{SS} = \Delta N_{SS} \times q$ dans l'oxyde et à l'accroissement de la vitesse de recombinaison s_o^*.

Dans le paragraphe IV.2.1. du présent chapitre, nous avons observé que les évolutions, après irradiation, du bruit de fond en basse fréquence ressemblent à celles du courant de base.

L'ensemble de ces résultats nous suggèrent de rechercher l'existence de relations entre les accroissements du bruit et ceux de s_o^* et de ΔN_{SS}. Les résultats obtenus sont reportés sur les Figures IV.17 à IV.20 pour un accroissement de courant-base constant (cette procédure élimine l'influence du courant de base). L'importante dispersion observée peut signifier qu'il n'existe pas de relations entre le bruit, la charge dans l'oxyde et(ou) la vitesse de recombinaison en surface. Cette dispersion peut également provenir des dérives lentes



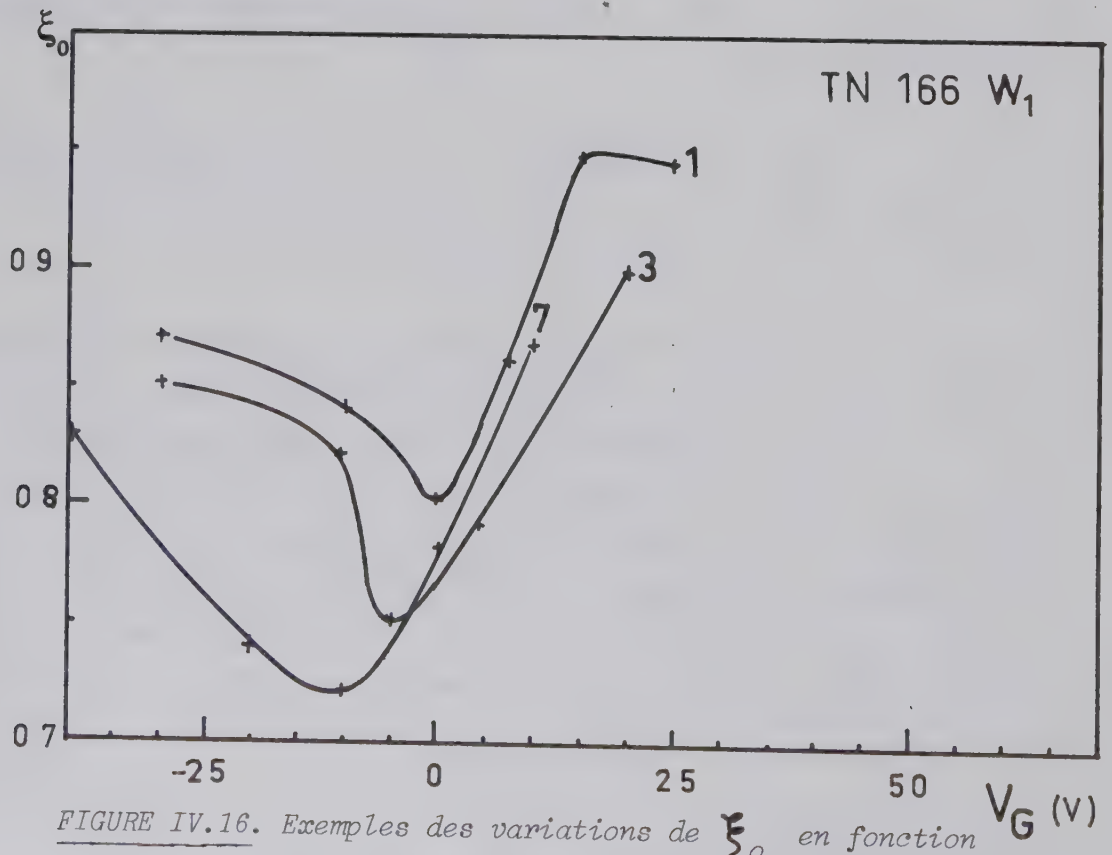


FIGURE IV.16. Exemples des variations de ξ_o en fonction de la tension de grille pour plusieurs doses d'irradiation.

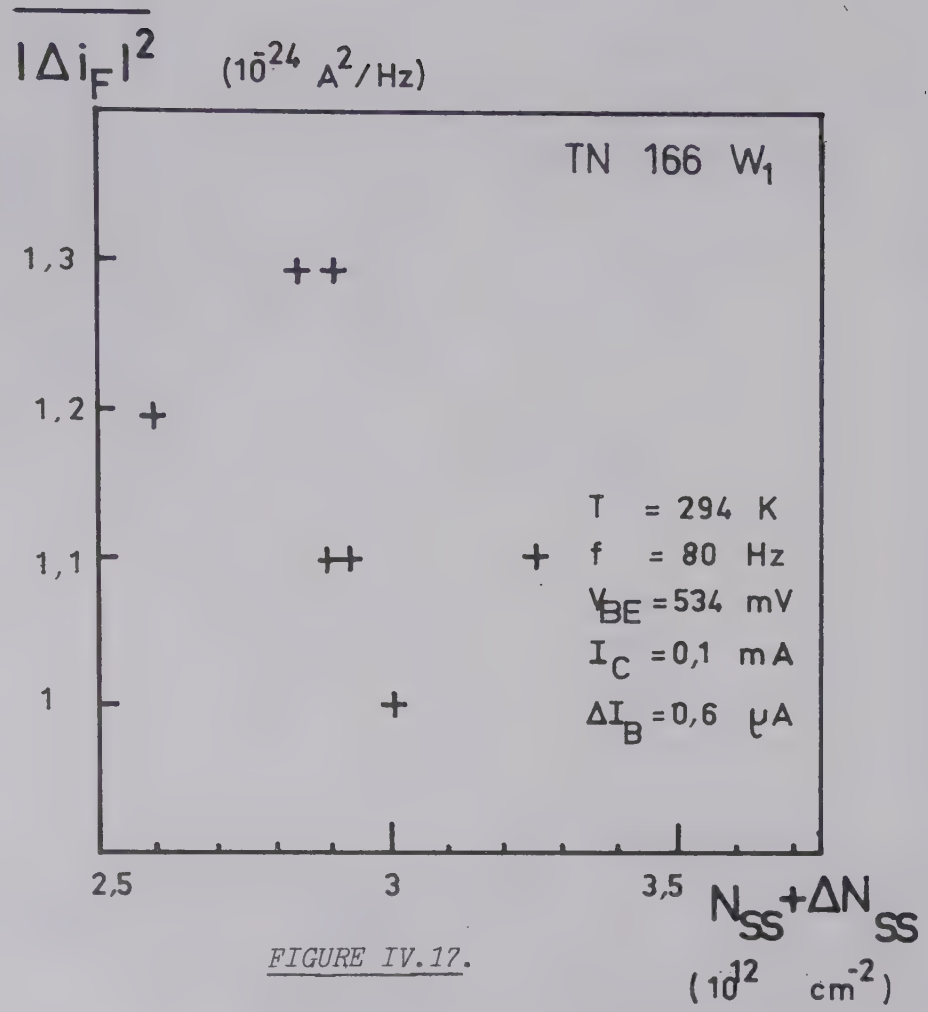


FIGURE IV.17.

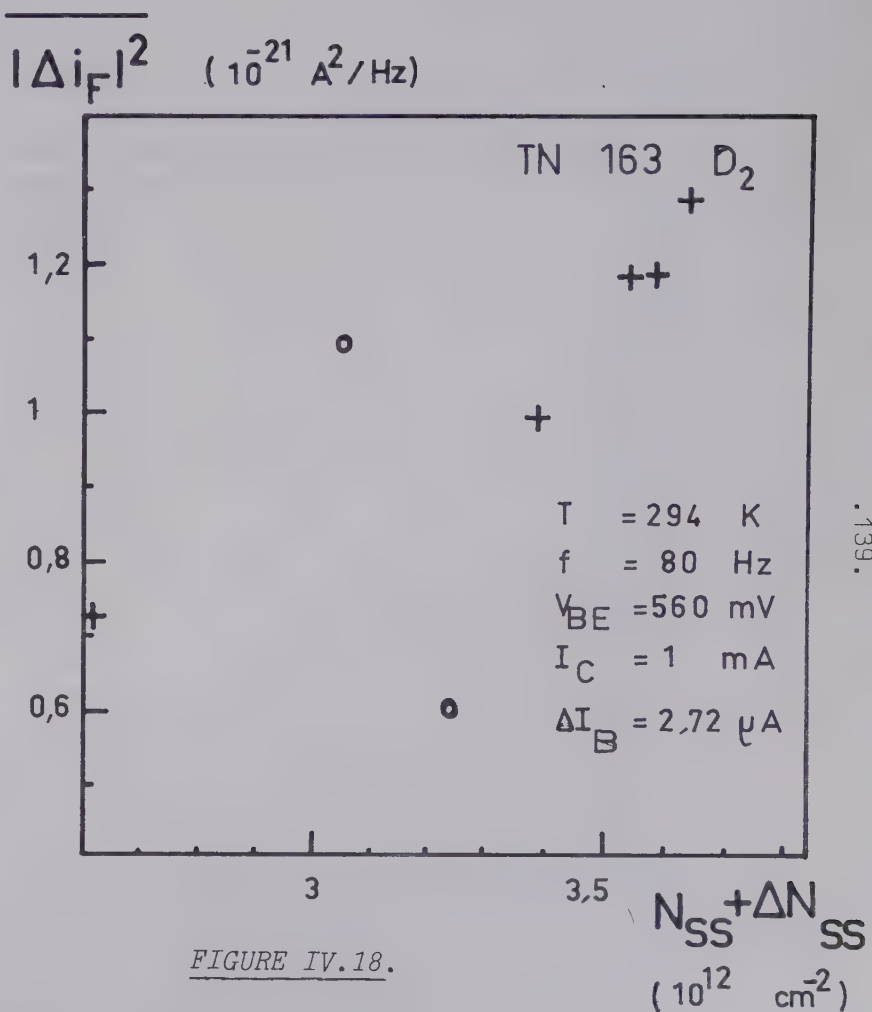


FIGURE IV.18.

Variations du bruit en fonction de la densité de charges totales, à courants base et collecteur constants, pour des doses d'irradiation croissantes (+) ou des recuits (o).

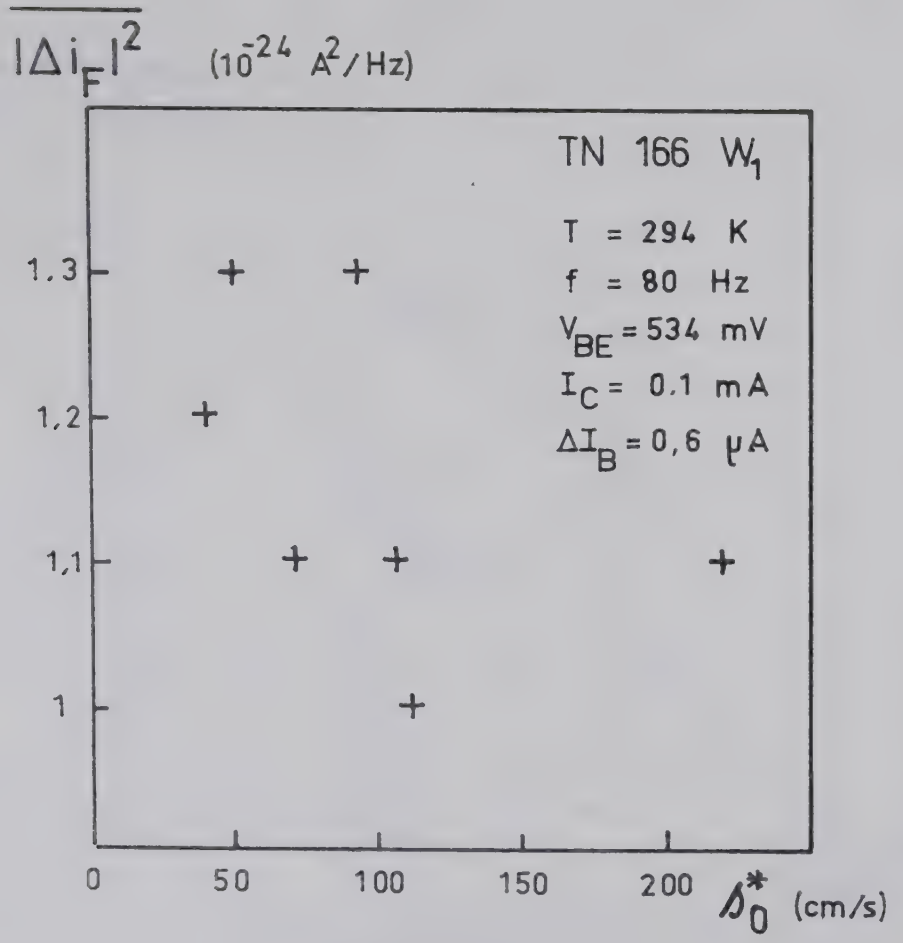


FIGURE IV.19

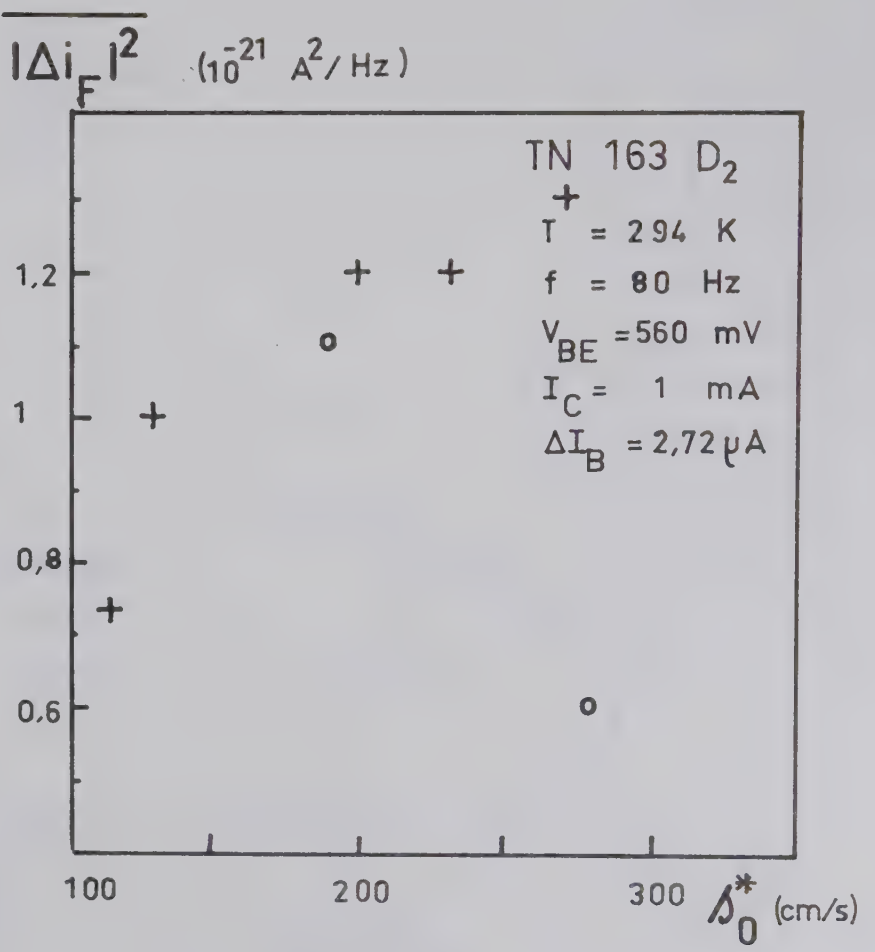


FIGURE IV.20

Variations du bruit en fonction de la vitesse de recombinaison en surface globale, à courants base et collecteur constants, pour des doses d'irradiation croissantes (+) ou de recuits (o).

des caractéristiques se produisant après irradiation et qui augmentent avec la dose reçue. Enfin, une autre explication est que dans la valeur du bruit mesurée, à courant de surface constant, intervient d'autres facteurs qui masquent l'existence de relations recherchées. En effet, suivant le modèle simplifié des mécanismes de bruit en 1/f exposé au Chapitre II, on voit que pour un I_{ST} constant, la valeur du bruit est une fonction de la capacité de la zone d'appauvrissement en surface qui est elle même fonction du potentiel en surface U_S (équation II.23). Le déplacement des courbes dû à l'augmentation de la charge Q_{SS}, et l'augmentation des composantes de surface sous irradiation, change la valeur du potentiel de surface, ce qui peut être une des causes des dispersions observées. En accord avec le modèle précédent, il est donc préférable de rechercher une relation entre $\overline{|i_{FS}|^2}/u_s$ et s_o^* , $N_{SS} + \Delta N_{SS}$. De plus, la quantité $\overline{|i_{FS}|^2}/u_s$, à I_B constant, est directement proportionnelle à la densité de pièges qui créent le bruit et il est intéressant de rechercher l'existence d'une relation entre ces pièges, les charges dans l'oxyde et les centres de génération-recombinaison. Les résultats obtenus sont portés sur les Figures IV.21 à IV.24. Par rapport au cas précédent, il apparaît que les résultats sont moins dispersés et qu'il existe une corrélation positive entre ces différentes grandeurs. Dans cette hypothèse, les rayons X créeraient parallèlement à la charge positive dans l'oxyde et aux états de surface, des pièges susceptibles de donner du bruit en 1/f. Cette interprétation implique que les recuits utilisés pour annihiler les dégradations produites par les irradiations sur les caractéristiques courant-tension, ont un résultat semblable sur le bruit de fond en 1/f. Cet effet est bien observé sur la Figure IV. Par suite, l'explication précédente est vraisemblable. L'observation d'une corrélation plutôt que d'une relation déterministe peut avoir pour origine les hypothèses simplificatrices utilisées dans l'établissement du modèle. En particulier, il a été supposé dans ce modèle que les pièges ont une distribution spatiale et énergétique uniforme. De nombreuses expériences effectuées sur des structures MOS indiquent que ce n'est jamais le cas. De plus, sous irradiation, la forme de la distribution peut évoluer et en conséquence produire une dispersion apparente des résultats.

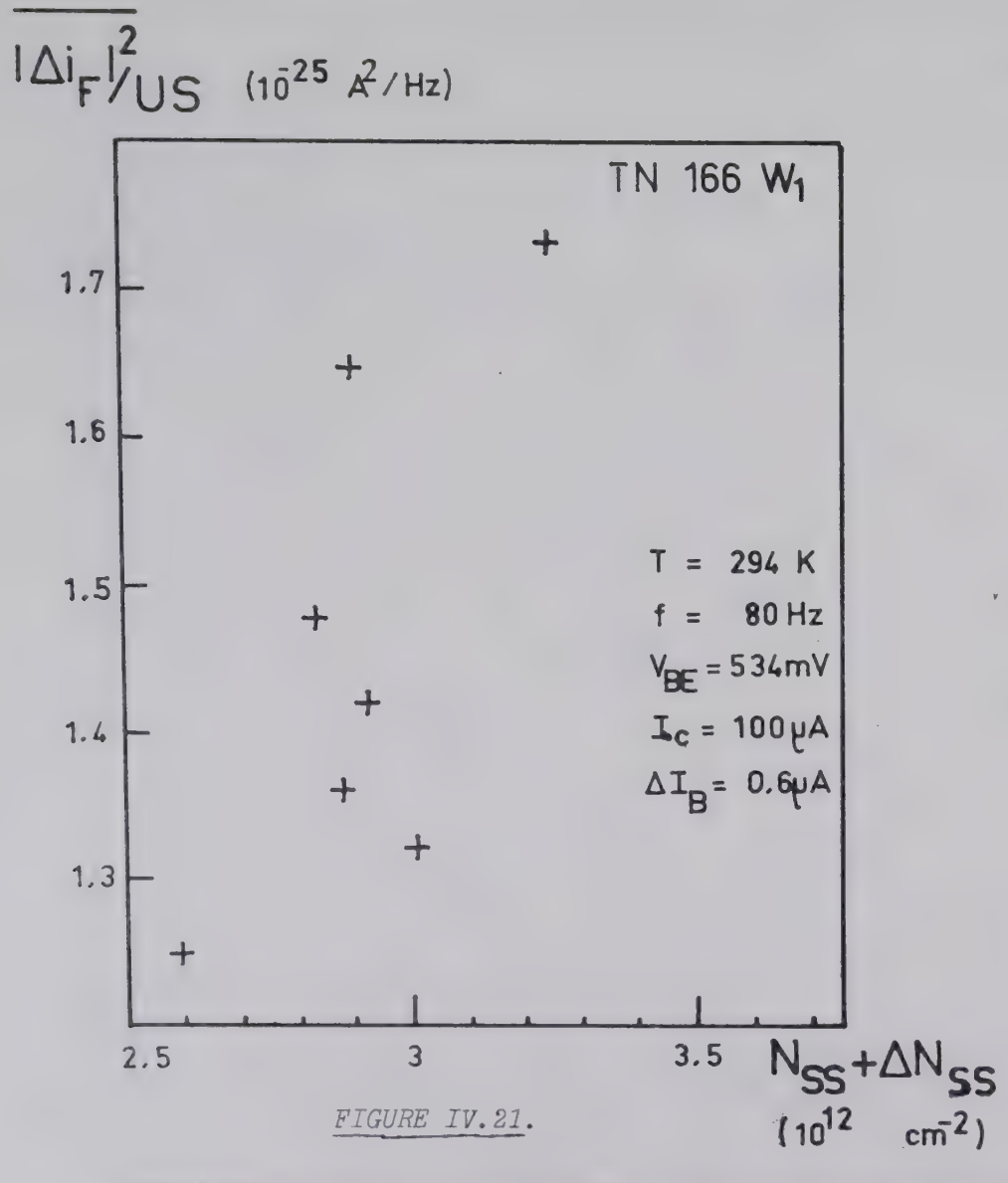


FIGURE IV.21.

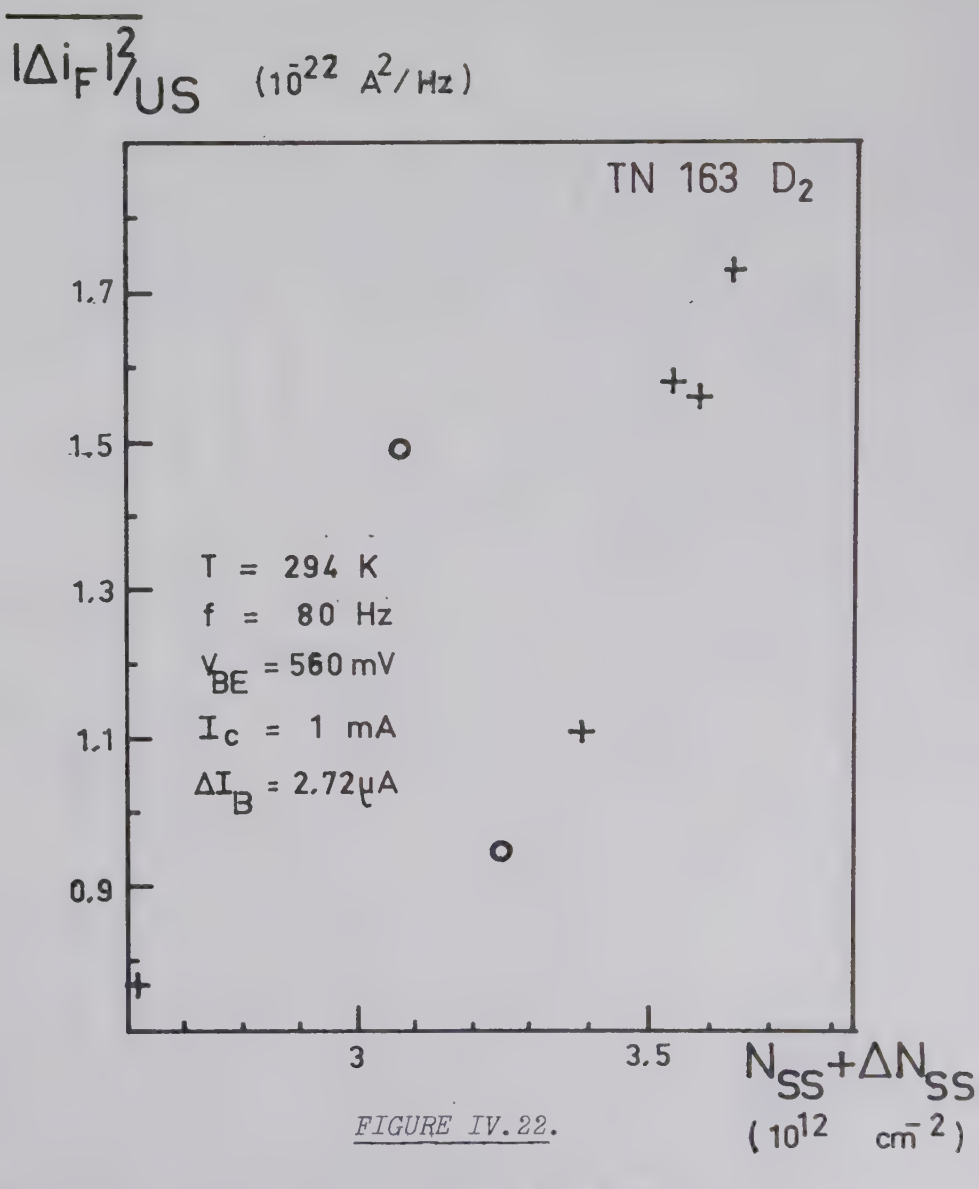


FIGURE IV.22.

Corrélation entre la densité des pièges donnant le bruit en 1/f et la densité de charges fixes dans l'oxyde.

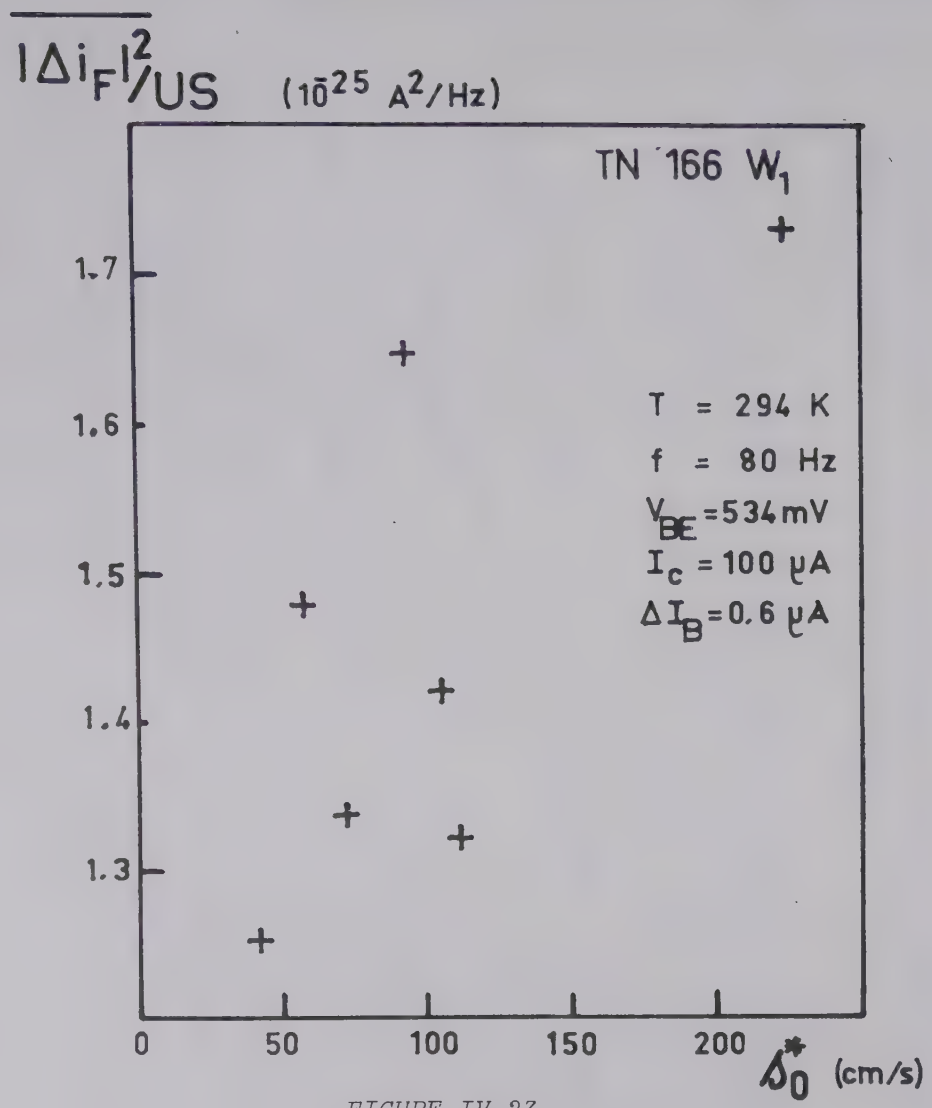


FIGURE IV.23.

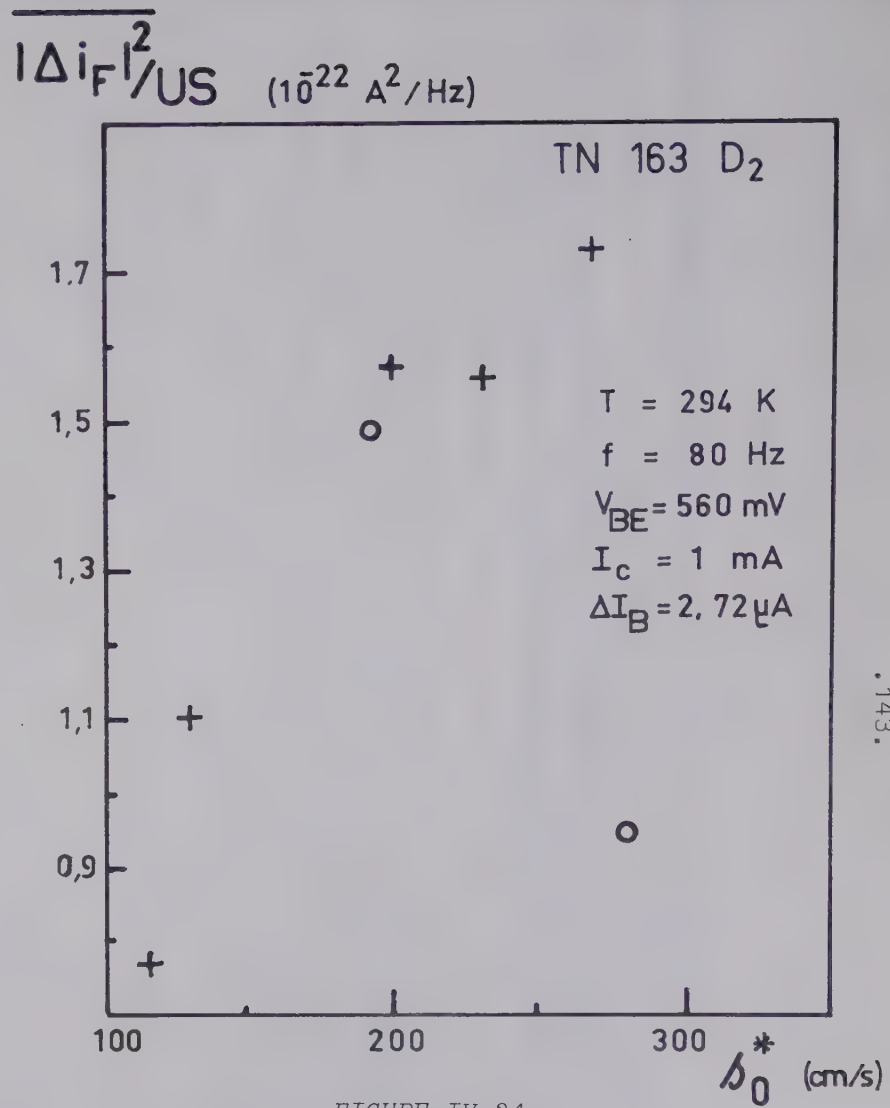


FIGURE IV.24.

Corrélation entre la densité des pièges donnant le bruit en 1/f et la vitesse de recombinaison en surface globale.

Notons que du point de vue théorique, il est possible d'établir un modèle plus précis prenant en compte les répartitions non uniformes des pièges. Mais l'expression algébrique II.23 se transforme en une expression analytique dans laquelle apparaît une intégrale double qui ne peut être évaluée que si les répartitions spatiale et énergétique des pièges sont connues. Or, à notre connaissance, les méthodes actuelles de détermination de ces répartitions ne sont pas applicables aux transistors bipolaires dont la base est fortement dopée. Dans ces conditions, le transistor tétrode n'est pas l'outil le mieux adapté pour vérifier les hypothèses qui viennent d'être discutées.

x x

x

IV.4. CONCLUSION

Dans ce Chapitre, le comportement en bruit des tétrodes après irradiation a été étudié. Les résultats expérimentaux peuvent se résumer comme suit :

Dans le domaine des basses et moyennes fréquences, pour des résistances de source faibles, le facteur de bruit est constant quelle que soit la dose reçue par les transistors et quelle que soit la tension appliquée sur la grille. Pour des résistances de source élevées, le facteur de bruit croît après irradiation. D'une manière générale, les accroissements sont plus importants quand la surface est appauvrie de porteurs.

Dans le domaine des très basses fréquences, les irradiations provoquent des augmentations importantes du bruit qui peuvent être décrites par la relation empirique de Chenette. Comme dans le cas des fréquences moyennes, les accroissements les plus élevés sont observés quand la surface est appauvrie de porteurs.

Les recuits thermiques après irradiation pour des températures comprises entre 150°C et 300°C provoquent une diminution notable du bruit de fond liée à celle des composantes superficielles du courant de base.

Ces observations ont été interprétées comme résultant de variations :

a) de la densité de charge et de la densité de pièges contenus dans l'oxyde,

b) de la concentration de centres de recombinaison situés dans la charge d'espace superficielle.

Une corrélation positive semble exister entre tous ces accroissements. Ces résultats suggérent alors l'interprétation suivante : le rayonnement X produit des ions dans tout le volume de la couche d'oxyde superficielle. Les ions situés assez loin de l'interface

typiquement 30 à 40 Å, n'échangent pas de porteurs avec le semiconducteur et apparaissent comme des charges fixes. Les ions créés à l'interface ou dans son voisinage immédiat échangent des porteurs avec le semiconducteur et suivant leur constante de temps, donnent naissance à du courant et du bruit de recombinaison, soit encore du bruit en 1/f.

Soulignons que les modèles utilisés pour décrire les mécanismes de bruit et de conduction ne permettent pas de rendre compte d'une manière précise des résultats expérimentaux. Ces imperfections ne semblent pas résulter d'une mauvaise identification des mécanismes eux-mêmes, mais plutôt d'une description trop simple de l'interface semiconducteur oxyde. Dans les modèles, il est admis que cette interface est une surface plane. Il serait plus exact d'admettre que cette région est constituée d'une zone profondément perturbée où le silicium et les différentes formes d'oxyde de silicium s'interpénètrent.

§§§§

CONCLUSION

Notre mémoire est divisé en quatre chapitres. Les deux premiers portent sur l'élaboration et la caractérisation approfondie de transistors bipolaires dont le gain en courant est ajustable continûment par effet de champ. Les deux derniers sont centrés sur la description et la modélisation des effets du rayonnement ionisant sur ce type particulier de transistor.

Dans le premier chapitre, nous rappelons d'abord les mécanismes physiques particuliers qui régissent le comportement des zones superficielles situées au voisinage d'une interface silice-silicium, et en déduisons le principe de fonctionnement du transistor bipolaire commandable par effet de champ (transistor tétrode).

Nous analysons ensuite les difficultés de réalisation d'un tel composant à partir des processus courants d'élaboration des transistors et proposons des solutions technologiques adaptées à la fabrication de composants stables et reproductibles. La validité de ces solutions est montrée sur plusieurs réalisations dont les caractéristiques électriques en régime statique sont semblables à celles reportées par différents auteurs étrangers à partir de procédés généralement non publiés. Les propriétés intrinsèques du transistor bipolaire commandable par effet de champ sont alors utilisées pour déterminer la quantité de charges électriques situées dans la silice et la vitesse de recombinaison en surface.

Dans le deuxième chapitre, l'étude du bruit de fond aux basses et moyennes fréquences est effectuée. Cette partie comprend : la description des méthodes et des moyens expérimentaux mis en oeuvre, un examen des différentes causes d'erreurs, la présentation des résultats des mesures et l'interprétation de ces dernières. Il est trouvé que quand la densité des porteurs majoritaires à la surface de la base est plus faible que celle définie par la concentration en impuretés de dopage (régime d'appauvrissement), deux sources de bruit en excès de grande amplitude apparaissent. L'une de ces sources est identifiée au bruit en 1/f, l'autre au bruit provoqué par la recombinaison des porteurs dans la charge d'espace superficielle.

Ceci nous permet de déterminer la densité de pièges situés dans la couche d'oxyde au voisinage de l'interface Si SiO_2 qui ne peut pas être déduite de l'analyse des caractéristiques statiques, et d'autre part, de préciser la dépendance existant entre le courant et le bruit de recombinaison en surface qui était assez mal connue jusqu'à ce jour.

Le troisième chapitre est centré sur la description et l'étude des effets de rayons X de 150 KeV sur les caractéristiques électriques en régime statique. Plus précisèment, les évolutions du gain en courant et du courant base sont caractérisées pour différentes doses d'irradiation comprises entre 10^3 et 10^6 rads. Ces évolutions sont interprétées comme le résultat de l'accroissement de la vitesse de recombinaison en surface et de la charge électrique contenue dans la couche de silice. La dépendance de ces deux paramètres en fonction de la dose est précisée. Un résultat original est mis en évidence : c'est l'accroissement de la durée de vie des porteurs dans la zone de charge d'espace en surface. L'effet de cet accroissement est aussi important que celui dû à l'augmentation de la vitesse de recombinaison en surface.

Dans le dernier chapitre, les effets du rayonnement ionisant sur le comportement en bruit de fond aux basses et moyennes fréquences est décrit puis analysé. Nous démontrons que les évolutions du bruit de fond sont en partie corrélées à celles du courant de base et localisons la source de ces variations à la surface de la région de base du transistor. A l'aide de résultats obtenus dans les deuxième et troisième chapitres, nous établissons que les accroissements de bruit aux moyennes fréquences sont dûs aux augmentations de la vitesse de recombinaison et à la durée de vie des porteurs à la surface. Dans le domaine des très basses fréquences, il est montré que d'autres paramètres influencent le bruit de fond. L'application des modèles utilisés dans le deuxième chapitre suggèrent que l'un de ces paramètres pourrait être la densité de pièges situés dans la couche d'oxyde près de l'interface Si - SiO_2.

La recherche de corrélations met en évidence que les accroissements de la densité de pièges, de la vitesse de recombinaison et de la densité de charges sont liés. Des expériences consistant à recuire à haute température les transistors irradiés en vue de diminuer la densité de charges et la vitesse de recombinaison confirment l'existence de relations avec la densité de pièges puisque des évolutions similaires sont observées sur ces trois grandeurs caractéristiques de la couche d'oxyde. Ces résultats suggèrent alors l'interprétation suivante : le rayonnement X produit des ions dans tout le volume de la couche d'oxyde superficielle. Les ions situés assez loin de l'interface typiquement 30 à 40 Å, n'échangent pas de porteurs avec le semiconducteur et apparaissent comme des charges fixes. Les ions créés à l'interface ou dans son voisinage immédiat échangent des porteurs avec le semiconducteur et suivant leur constante de temps, donnent naissance à du courant et du bruit de recombinaison, soit encore du bruit en 1/f.

D'un point de vue pratique, il est intéressant de noter que pour obtenir des circuits électriques à transistors bipolaires dont les caractéristiques de bruit sont peu sensibles au rayonnement ionisant, il convient de polariser les transistors avec des sources d'impédance inférieure ou au plus égale à l'impédance donnant le facteur de bruit minimum.

Enfin, il est souhaitable de poursuivre l'étude présentée ici sur un grand nombre de composants pour établir d'une manière sûre les premières observations rapportées ici. Par la suite, il conviendrait de recommencer ces expériences pour des conditions d'irradiation différentes et des composants dont la technique de fabrication de l'oxyde est modifiée.

§§§§

BIBLIOGRAPHIE

(1) C.T. SAH
Proc. of the IRE vol.49 p.1623-1634 (Nov.1961).

(2) MANY, GOLDSTEIN, GROVER
Semi conductor surfaces Wiley (1965).

(3) GROVE et FITZGERALD
Solid State Electronics vol.9 p.783-806 (1966).

(4) GROVE
Wiley and Sons (1967)

(5) D.ESTEVE
Thèse de Doctorat ès-Sciences Physiques Toulouse (1969).

(6) HSU , FITZGERALD, GROVE
Applied Physics Letters n°9-12 (1968).

(7) G.BLASQUEZ
Thèse de doctorat ès-Sciences Physiques Toulouse (1973).

(8) DEULING, KLAUSMANN, GOETZBERGER
Solid State Electronics vol.15 p.559-571 (1972).

(9) GRAY and BROWN
Applied Physics Letters vol.8 p.31-33 (1966).

(10) DEAL
J. Electrochemical Society vol. 121, n° 6, p. 198C - 205C (1974).

(11) SNOW, GROVE, DEAL, SAH
Journal of Applied Physics, Vol. 36, n° 5, p. 1664 - 1673 (1965).

(12) DEAL and YURASH
Solid State Science vol.115 n°11 p.1191-1196 (1968).

(13) DEAL, SKLAR, GROVE and SNOW
J. Elect Society vol.114 n°3 p.266-273 (1967).

(14) MIURA
Japanese Journal of Applied Physics (1965).

(15) KAMINS and DEAL
J. Electrochemical Society (1975).

(16) BERGLUND
IEEE vol.ED 13 n°10 p.701-705 (1966).

(17) HENZLER
Surface Science (1968) p.31-36.

(18) BROWN and GRAY
J. Electrochemical Society vol.115 n°7 p.760 (1968).

(19) CASTRO and DEAL
J. Electrochemical Society p.280-286 (1971).

(20) MONTILLO and BALK
J. Electrochemical Society vol.118 n°9 p.1463-1467 (1971).

(21) V.G.K. REDDI
Solide State Electronics vol.10 p.305-334 (1967).

(22) HOERNI
IRE Electron devices. Meeting Washington D.C. (1960).

(23) BAKANOWSKI, J.H. FORSTER
Bell System Tech. Journal 39, 87 (1960).

(24) ROBINSON, HEIMAN
J. Elect. Society 118-141 (1971).

(25) KRIEGLER, CHENG, COLTON
Solid State Science and Technology p.388-392 vol.113 n°3 (1971).

(26) O. LEITSTIKO
Communication personnelle

(27) G.BLASQUEZ, A. DE CACQUERAY, J.CAMINADE
Convention de recherche n°7134 438004 807501
Publication LAAS n°967 (1972).

(28) P. BALK
Elect. Soc. Extend abstracts
Electronics Division 14, 1, 237 (1965).

(29) H. SPOLIDORO
Thèse de 3ième Cycle Toulouse (1970).

(30) J.C. MARTIN, G. BLASQUEZ, A. DE CACQUERAY
Colloque Int. du CNRS Toulouse p.59 n°204 (1971).

(31) S.T. HSU
Solid State Electronics vol.13 p.843 (1970).

(32) S.T. HSU, D. FITZGERALD, A.S. GROVE
Applied Physics Letters vol.12 n°9, p.287 (1968).

(33) P.O. LAURITZEN
IEEE Trans. ou E.D. vol.ED 15,n°10 (1968).

(34) K.M. VAN VLIET
IEEE Trans. on electron devices vol.ED 23, n°11 (1976).

(35) J.B. JOHNSON
Phys. Revue 32., p.97 (1928).

(36) W. SCHOTTKY
Ann. Physik 57., p.541 (1918).

(37) A. VAN DER ZIEL
Butterworths London (1959).

(38) A. VAN DER ZIEL
Prentice Hall, Englewood Cliffs (1972).

(39) J. CAMINADE
Thèse Doctorat d'Etat Toulouse (1977).

(40) G. LE GAC
Thèse Docteur Ingénieur Toulouse (1977).

(41) A. BLANC, LAPIERRE, PICINBONO
Masson Ed. (1961).

(42) F. BERZ
Electronics letters 8,21, p.515 (1972).

(43) G. BLASQUEZ, ARSALANE
Contrat CNET (1972).

(44) E.R. CHENETTE
Ph. D.Thesis University of Minnesota (1959).

(45) A. VAN DER ZIEL
Proc. IRE 43, 1639 (1955).

(46) A. VAN DER ZIEL and A. BECKING
Proc. IRE 46 (1958) 589.

(47) W. GUGGENBUEHL, M.J.O. STRUTT
Proc. IRE vol.45, p.839 (1957).

(48) K. VAN VLIET
Solid State Electronics vol.15, p.1033 (1972).

(49) KNOTT and SUTCLIFFE
Proc IEEE 623 (1973).

(50) WADE
Ph.Thesis University of Florida (1974).

(51) J.PALS
Phillips Res. Rep.26, 91 (1971).

(52) G.BLASQUEZ, J.CAMINADE and G. LE GAC
Physica 92B, 313, (1977).

(53) G. BLASQUEZ, J.CAMINADE et G. LE GAC
Physica 94B, 359, (1978).

(54) H.N. GOSH
IEEE Trans on E.D. vol.ED 12, p.513 (1965).

(55) G.BLASQUEZ et J.CAMINADE
Phys. Status Solidi (a) 31 7B (1975).

(56) P.O. LAURITZEN
Fairchild S.C. Tech. Report (1962).

(57) MARTIN, MATEU, PEREZ et SERRA MESTRES
Electronics letters (1966).

(58) J.H. RIBEYROL
Thèse de spécialité Toulouse (1969).

(59) PLUMB et CHENETTE
IEEE Trans on electron devices vol. 10 n°5 (1963).

(60) BRODERSEN, COOK et CHENETTE
Colloque international du CNRS, n°204, p.91 Toulouse (1971).

(61) Al. MAC WHORTER
Semi conductor surface Physics
University of Pennsylvania p.207, (1957).

(62) GROVE, SNOW, FITZGERALD
Proc. of IEEE, vol.55, n°7 (1967).

(63) GROVE, FITZGERALD
Proc. of IEEE Nov. (1966), p.1601.

(64) GROVE, SNOW
Proc. of the IEEE, p.894, (1966).

(65) J.C. GARRIC
Thèse 3ième cycle Toulouse (1974).

(66) D.ESTEVE et J.BUXO
Electronics Letters 6, n°7 (1970).

(67) G. SARRABAYROUSE
Thèse 3ième cycle n°1516 Toulouse (1974).

(68) GREGORY, GWYN
Proc. of the IEEE, vol.62, n°9 (1974).

(69) C.T. SAH
IEEE Trans on Nuclear Science vol.NS.23, n°6 (1976).

(70) MAIER
IEEE Trans on Nuclear Science vol.NS.14, n°6 (1967).

(71) A.M. CHAPUIS, NICODEME, S. CARPENTIER, H. FRANCOIS
Premier Congrés Européen de la radio-protection, Menton (1968).

(72) KERNS et CHEN
IEEE Trans Nucl.Sci. U.S.A. 18, n°5, 37-40 (1971).

TABLE DES MATIERES

-:-

Page

INTRODUCTION 3

CHAPITRE I - PROPRIETES ET TECHNOLOGIE DES TRANSISTORS TETRODES

I.1. Introduction 9

I.2. Propriétés de surface 11

I.2.1. Les charges dans la silice

I.2.2. Les états de surface

I.2.3. Courant de base d'une tétrode $NP^{+}N^{++}$

I.3. Technologie de fabrication du transistor tétrode 21

I.3.1. Description des masques

I.3.2. Processus technologique de fabrication

I.4. Conclusion 38

Annexe 39

CHAPITRE II - ETUDE DU BRUIT DE FOND DES TRANSISTORS TETRODES

II.1. Introduction 49

II.2. Généralités 51

II.2.1. Sources de bruit de fond dans les semiconducteurs

II.2.2. Représentation usuelle du bruit de fond des dipôles et des quadripôles

Page

II.3. Caractérisation expérimentale du bruit de fond dans la gamme des basses et moyennes fréquences 55
II.3.1. Bruit de fond aux moyennes fréquences : Détermination du facteur de bruit
II.3.2. Détermination des paramètres de bruit
II.3.3. Mesure du bruit de fond en très basse fréquence
II.4. Résultats expérimentaux 65
II.5. Analyse des résultats 77
II.5.1. Synthèse des connaissances sur le bruit dans les transistors
II.5.2. Interprétation des résultats
II.6. Conclusion 91

CHAPITRE III - INFLUENCE D'UN RAYONNEMENT IONISANT SUR LES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU PREMIER ORDRE DES DISPOSITIFS TETRODES
III.1. Introduction 95
III.2. Etude expérimentale 98
III.2.1. Dispositif expérimental
III.2.2. Résultats expérimentaux
III.3. Interprétation des résultats 108
III.4. Conclusion 114

CHAPITRE IV - INFLUENCE D'UN RAYONNEMENT IONISANT SUR LE BRUIT DE FOND DES TRANSISTORS TETRODES
IV.1. Introduction 117
IV.2. Description des résultats expérimentaux 119
IV.2.1. Cas des basses fréquences
IV.2.2. Cas des fréquences supérieures à quelques kilohertzs
IV.3. Interprétation des résultats 135
IV.3.1. Cas des fréquences supérieures à quelques kilohertzs
IV.3.2. Cas des basses fréquences
IV.4. Conclusion 145

CONCLUSION 149

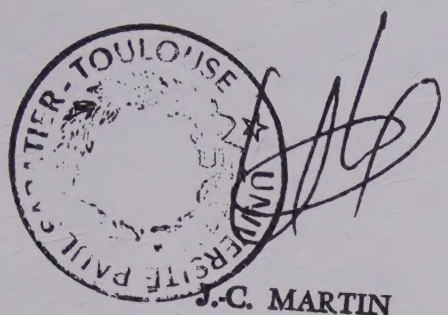
BIBLIOGRAPHIE 155

Autorisation de Soutenance accordée

TOULOUSE, le 9 JAN. 1979

Le Président

de l'Université PAUL-SABATIER,



J.-C. MARTIN